

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SPÍNANÉ ZDROJE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Lucie Kadlecová

BRNO 2016



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SPÍNANÉ ZDROJE

SWITCH MODE SUPPLIES

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Lucie Kadlecová

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

BRNO 2016



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Studentka: Lucie Kadlecová

ID: 164304

Ročník: 3

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Spínané zdroje

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

- [1] Navrhněte obvodově i konstrukčně spínaný zdroj jako jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem. Zdroj bude sloužit jako laboratorní přípravek vhodný do výuky. Parametry zdroje: vstupní střídavé napětí 230V/50Hz, výstupní ss. napětí regulovatelné v rozsahu 0 až 36V, maximální hodnota výstupního proudu 5A, nastavitelné proudové omezení.
- [2] Zdroj podle bodu 1 realizujte na desce plošných spojů.
- [3] Zdroj oživte a měřením ověřte jeho parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 21.9.2015

Termín odevzdání: 31.5.2016

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Konzultant bakalářské práce:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a realizací spínaného síťového zdroje s impulsním transformátorem. Jedná se o praktický návrh konkrétního měniče a základních funkčních prvků – LC filtru, impulzního transformátoru, tranzistorového měniče, jejich budičů, usměrňovacích prvků a řídicích obvodů. Součástí práce je i realizace zdroje a experimentální ověření jeho funkčních vlastností.

Abstract

In this bachelor's thesis is described the design and construction of switch-mode power supply with a pulse transformer. It is mainly focused on projecting and putting into practice of the basic functional elements - LC filter, pulse transformer, transistor converter, transistor drivers, rectifiers and control circuitry, including experimental testing of the final product.

Klíčová slova

Síťový spínaný zdroj, měnič, napájecí zdroj, impulsní transformátor

Keywords

Switch-mode power supply, converter, power supply, pulse transformer

Bibliografická citace

KADLECOVÁ, L. *Spínané zdroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 50 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma *Spínané zdroje* jsem vypracovala samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušila autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhla nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědoma následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Miroslavu Patočkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne Podpis autora



OBSAH

OBSAH.....	7
1 ÚVOD.....	13
2 JEDNOČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ – ZAPOJENÍ A FUNKCE	14
2.1 ZÁKLADNÍ CHARAKTERISTIKA JEDNOČINNÝCH PROPUSTNÝCH MĚNIČŮ	14
2.2 ZAPOJENÍ MĚNIČE A ROZBOR FUNKCE	15
3 NÁVRH FUNKČNÍCH CELKŮ SPÍNANÉHO ZDROJE.....	18
3.1 LC FILTR.....	18
3.1.1 NÁVRH TLUMIVKY	18
3.1.2 NÁVRH FILTRAČNÍHO KONDENZÁTORU	20
3.2 IMPULZNÍ TRANSFORMÁTOR.....	20
3.3 DIMENZOVÁNÍ POLOVODIČŮ	22
3.3.1 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ	22
3.3.2 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ PRIMÁRNÍCH NULOVÝCH DIOD	23
3.3.3 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ USMĚRŇOVACÍ DIODY SEKUNDÁRNÍHO USMĚRŇOVAČE	23
3.3.4 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ NULOVÉ DIODY SEKUNDÁRNÍHO USMĚRŇOVAČE.....	24
3.4 NÁVRH BUDIČŮ TRANZISTORŮ	24
3.5 NÁVRH SÍTOVÉHO DVOJPULZNÍHO USMĚRŇOVAČE	27
3.5.1 ROZBOR PROBLEMATIKY	27
3.5.2 SAMOTNÝ NÁVRH USMĚRŇOVAČE.....	28
3.6 ŘÍDICÍ OBVODY SPÍNANÉHO ZDROJE	29
3.6.1 KASKÁDNÍ REGULACE VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ S PODŘÍZENOU PROUDOVOU SMYČKOU.....	30
3.6.2 PROVEDENÍ ŘÍDICÍCH OBVODŮ	30
3.6.3 PULZNÍ ŠÍŘKOVÁ MODULACE – PWM	32
4 CHLAZENÍ VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK	33
4.1 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE PRO VÝKONOVÉ TRANZISTORY.....	33
4.1.1 VÝPOČET ZTRÁTOVÉHO VÝKONU	33
4.1.2 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE	33
4.2 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE NULOVÝCH DIOD MĚNIČE.....	34
4.2.1 ZTRÁTY VEDENÍM.....	34
4.2.2 TEPELNÝ ODPOR CHLADIČE NULOVÝCH DIOD	34
4.3 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE SEKUNDÁRNÍHO USMĚRŇOVAČE	35
4.3.1 ZTRÁTOVÝ VÝKON NA DIODÁCH SEKUNDÁRNÍHO USMĚRŇOVAČE	35
4.3.2 TEPELNÝ ODPOR CHLADIČE NA DIODÁCH SEKUNDÁRNÍHO USMĚRŇOVAČE	35
4.4 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE PRO STABILIZÁTORY NAPĚTÍ	36
4.4.1 VÝPOČET ZTRÁTOVÉHO VÝKONU NA STABILIZÁTORECH NAPĚTÍ	36
4.4.2 TEPELNÝ ODPOR CHLADIČŮ PRO STABILIZÁTORY NAPĚTÍ.....	36
5 REALIZACE A ZÁZNAMY Z MĚŘENÍ.....	37



5.1 POZNÁMKY K REALIZACI SPÍNANÉHO ZDROJE	37
5.2 ZÁZNAMY Z MĚŘENÍ	37
6 ZÁVĚR.....	47
LITERATURA	49
PŘÍLOHY	50

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>obr. 1: Zapojení jednočinného propustného měniče se sekundárním usměrňovačem [7]</i>	<i>15</i>
<i>obr. 2: Časové průběhy nejdůležitějších veličin měniče [3]</i>	<i>16</i>
<i>obr. 3: Zapojení budiče výkonového tranzistoru [1].....</i>	<i>25</i>
<i>obr. 4: Obvodové zapojení síťového usměrňovače se sběracím kondenzátorem [8]</i>	<i>27</i>
<i>obr. 5: Časové průběhy důležitých veličin síťového usměrňovače [8]</i>	<i>28</i>
<i>obr. 6: Blokové schéma provedení řídicích obvodů na sekundární straně [7]</i>	<i>30</i>
<i>obr. 7: Blokové schéma kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou[1]</i>	<i>30</i>
<i>obr. 8: Popis vývodů PMW modulátoru SG3525AN [9].....</i>	<i>32</i>
<i>obr. 9: Tepelné schéma výpočtu odporu chladiče pro jednu součástku.....</i>	<i>34</i>
<i>obr. 10: Tepelné schéma na výpočet odporu chladiče pro dvě součástky na jednom chladiči.....</i>	<i>35</i>
<i>obr. 11: Pilovité zvlnění signálu vnitřního oscilátoru PWM</i>	<i>37</i>
<i>obr. 12: Napětí na sekundární straně budicího transformátoru</i>	<i>38</i>
<i>obr. 13: Budicí signál dolního výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno</i>	<i>38</i>
<i>obr. 14: Detail náběžné hrany budicího signálu výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno</i>	<i>39</i>
<i>obr. 15: Detail sestupné hrany budicího signálu výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno.....</i>	<i>39</i>
<i>obr. 16: Budicí signál dolního výkonového tranzistoru při zatížení</i>	<i>40</i>
<i>obr. 17: Detail náběžné hrany budicího signálu výkonového tranzistoru při zatížení</i>	<i>40</i>
<i>obr. 18: Detail sestupné hrany budicího signálu výkonového tranzistoru při zatížení.....</i>	<i>41</i>
<i>obr. 19: Průběh napětí U_{DS} na dolním výkonovém tranzistoru při zatížení.....</i>	<i>41</i>
<i>obr. 20: Detail náběžné hrany napětí U_{DS} na dolním výkonovém tranzistoru při zatížení</i>	<i>42</i>
<i>obr. 21: Detail sestupné hrany napětí U_{DS} na dolním výkonovém tranzistoru při zatížení</i>	<i>42</i>
<i>obr. 22: Průběh sekundárního napětí výkonového impulzního transformátoru</i>	<i>43</i>
<i>obr. 23: Detail náběžné hrany sekundárního napětí výkonového impulzního transformátoru.....</i>	<i>43</i>
<i>obr. 24: Průběh napětí na sekundární nulové diodě.....</i>	<i>44</i>
<i>obr. 25: Detail překmitu napětí na náběžné hraně napětí u sekundární nulové diody.....</i>	<i>44</i>
<i>obr. 26: Výstupní DC napětí měniče</i>	<i>45</i>
<i>obr. 27: Výstupní napětí měniče v detailu.....</i>	<i>45</i>
<i>obr. 28: Odezva výstupního napětí na skokovou změnu zatěžovacího proudu</i>	<i>46</i>



SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1: Polovodičové součástky zvolené při návrhu budiče tranzistorů.....</i>	<i>26</i>
---	-----------

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

a	výška jádra	(mm)
A_L	magnetická vodivost jádra	(nH/závit)
B_{max}	maximální hodnota magnetické indukce	(T)
B_r	remantní hodnota indukce	(T)
C	kapacita	(F)
C_{GS}	kapacita přechodu gate-source	(F)
d_l	průměr	(mm)
d_{Cu}	průměr vodiče	(mm)
f, f_0	frekvence, rezonanční frekvence	(Hz)
I_{Cef}	efektivní proud kondenzátorem	(A)
$I_d, STŘ$	střední hodnota proudu	(A)
I_{ef}	efektivní proud	(A)
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem	
IO	integrovaný obvod	
I_{sp}	špičková hodnota proudu	(A)
I_Z	proud zátěže	(A)
k	činitel vazby transformátoru	(-)
k_{pCu}	činitel plnění mědi	(-)
k_{pFe}	činitel plnění jádra	(-)
L	indukčnost	(H)
l_{fe}	střední délka siločáry	(mm)
l_v	délka vzduchové mezery	(mm)
M	počet dílčích vodičů	(-)
MOS-FET	unipolární tranzistor	
N	počet závitů	(-)
OZ	operační zesilovač	
P_c	činný výkon	(W)
PI	Proporcionálně integrační regulátor	
PWM	pulzní šířková modulace	
P_Z	ztrátový výkon	(W)
P_{ZD}	výkon na Zenerově diodě	(W)
P_{Zved}	ztrátový výkon vedením	(W)
P_{Zvyp}	ztrátový výkon při vypínání	(W)
$R_{DS(on)}$	Vnitřní odpor tranzistoru v zapnutém stavu	(Ω)
$R_{\theta H}$	tepelný odpor chladiče	($^{\circ}\text{CW}^{-1}$)
$R_{\theta CH}$	tepelný odpor přechodu pouzdro-chladič	($^{\circ}\text{CW}^{-1}$)
$R_{\theta JC}$	tepelný odpor přechodu čip-pouzdro	($^{\circ}\text{CW}^{-1}$)



s	střída	(-)
S_{Cu}	průřez vodiče	(mm ²)
S_{Fe}	průřez jádra	(mm ²)
S_j	přibližný průřez jádra	(mm ²)
S_o	plocha okna	(mm ²)
$S_o S_{Fe}$	magnetická velikost jádra	(mm ⁴)
T	pracovní perioda	(s)
T_0	teplota okolí	(°C)
T_{jmax}	maximální teplota čipu	(°C)
t_n	interval dobíjení kondenzátoru	(s)
t_{off}	vypínací čas tranzistrou	(s)
U_d	napětí stejnosměrného meziobvodu	(s)
U_{DS}	napětí drain-source na tranzistoru MOS-FET ve vypnutém stavu	(V)
U_{DZ}	Zenerovo napětí	(V)
U_{GS}	napětí gate-source	(V)
U_{KA}	závěrné napětí diody	(V)
$U_{\dot{s}p}$	špičková hodnota síťového napětí	(V)
U_Z	napětí zátěže	(V)
v_f	vysokofrekvenční signál	
W_{off}	vypínací energie	(J)
δ	relativní pokles napětí (kap.)	(-)
δ, δ_{Cu}	hloubka vniku (kap.)	(mm)
ΔI	pokles proudu	(A)
Δt	Interval vybíjení kondenzátoru	(s)
ΔU	pokles napětí	(V)
μ_0	permeabilita vakua	$4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$
μ_r	relativní permeabilita	(-)
ρ	měrný odpor	($\Omega\text{mm}^2\text{m}^{-1}$)

1 ÚVOD

V současnosti si již nedokážeme představit svět bez elektronických zařízení počínaje televizory, různými přehrávači, osobními počítači či mobilními telefony. Všechny tyto přístroje potřebují zdroj stejnosměrného napájecího napětí, které by mělo co nejméně kolísat při změně zátěže, a mělo by mít co nejmenší zvlnění. Zdroj by měl být samozřejmě také co nejmenší a nejlevnější.

Spínané zdroje jsou v dnešní době běžnou součástí výpočetní a jiné spotřební i průmyslové techniky. Při jejich konstrukci jsou kladeny velké nároky na vlastnosti feritových jader transformátorů a polovodičových součástek. K jejich mohutnému rozvoji došlo především díky masovému používání osobních počítačů a vývoji nových integrovaných obvodů, které zjednodušily jejich konstrukci a zvýšily spolehlivost. Stále více tak nahrazují lineární zdroje se síťovým transformátorem (dochází nejdříve k transformaci síťového napětí 50Hz na požadovanou hodnotu a k následnému usměrnění). Spínané zdroje pracují na principu usměrnění síťového napětí a jeho rozstřídání pomocí spínacích tranzistorů na pulzy o frekvenci několika desítek kHz, jež je přivedeno na impulsní transformátor, který upraví napětí na požadovanou velikost, to je následně usměrněno a vyhlazeno. Tyto zdroje mají především vyšší účinnost i ekonomickou úsporu. To je dáno především použitím impulsního transformátoru, který je při vyšších frekvencích schopen přenést mnohonásobně větší výkon než síťový transformátor na 50 Hz při stejných rozměrech. Tím se zmenšují rozměry i hmotnost výrobku. V neposlední řadě přinášejí úsporu drahých materiálů (především mědi).

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem a realizací funkčních celků spínaného síťového zdroje: vstupního stejnosměrného napáječe, tranzistorového měniče, budičů tranzistorů, impulsního transformátoru a výstupního LC-filtru, včetně proudového a napětíového dimenzování polovodičových prvků a jejich chlazení, součástí je i návrh řídicích obvodů, konstrukce a oživení síťového spínaného zdroje.

2 JEDNOČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ – ZAPOJENÍ A FUNKCE

2.1 Základní charakteristika jednočinných propustných měničů

Propustné měniče jsou charakterizovány tím, že k přenosu energie dochází v době, kdy jsou tranzistory sepnuty, naproti tomu blokující měniče jsou typické přenosem energie v době vypnutých tranzistorů. V tomto případě se jedná o DC/DC měnič s vysokofrekvenčním impulsním transformátorem, který mimo jiné zajišťuje i galvanické oddělení vstupu a výstupu měniče. Stejnoseměrný vstup může být realizován usměrněním síťového napětí, ve zvláštním případě např. i pomocí akumulátoru. Celý výkonový řetězec je pak složen ze tří základních bloků:

- Síťový usměrňovač – stejnosměrný napět'ový meziobvod – měnič
- Akumulátor – stejnosměrný napět'ový meziobvod – měnič

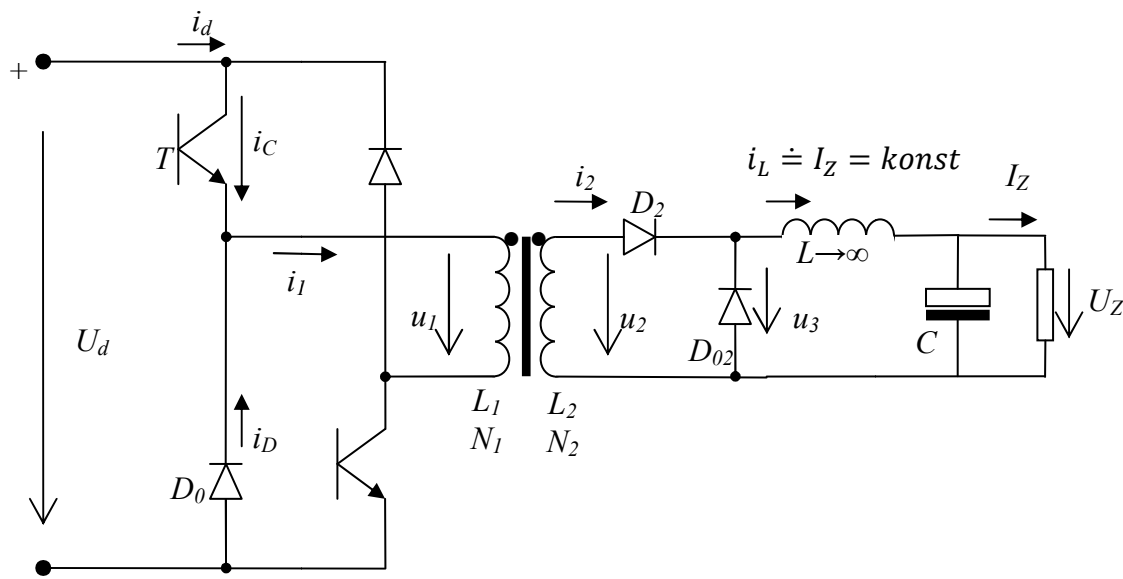
Pokud je zdrojem stejnosměrného napětí právě síťový usměrňovač, bývají měniče nazývány síťový spínaný zdroj. Typické zapojení tohoto měniče můžeme vidět na *obr. 1*.

Stejnoseměrný meziobvod (nebo ss. mezilehlý obvod) by měl mít vlastnosti ideálního zdroje konstantního napětí, typicky se jedná buď o LC-filtr, nebo sběrací kondenzátor síťového usměrňovače. Při usměrnění 1f sítě (1x230 V) vznikne na stejnosměrném meziobvodu napětí U_d přibližně 300 V, typicky se v této hladině používá tranzistorů MOS-FET se závěrným napětím 600 V, které mohou pracovat se spínacím kmitočtem až 300 kHz [6]. Pokud použijeme 3f síť (3x230 V) vznikne usměrněním stejnosměrné napětí o střední hodnotě 542 V. Na této hladině se používá tranzistorů IGBT se závěrným napětím 1200 V a spínacím kmitočtem do 60 kHz (vyšší kmitočty nejsou typické z důvodu velkých přepínacích ztrát tranzistoru).

Typická spínací frekvence bývá od 40 kHz do 120 kHz [6]. Důvodem zvyšování kmitočtu je především zmenšení objemu jader transformátoru i tlumivky výstupního LC-filtru. Přílišné zvyšování spínací frekvence (nad 200 kHz) není běžné a to z několika důvodů. Prvním z nich je, že mezní frekvence feritových materiálů typicky používaných pro jádra transformátorů a tlumivek ve spínaných zdrojích je 450 kHz, tudíž v pásmu 200kHz – 450kHz dochází ke zvětšování hysterezních ztrát. Pro potlačení tohoto efektu by bylo třeba snižovat maximální pracovní indukci B_{max} , čímž by docházelo ke kontraproduktivnímu zvětšování objemu jádra transformátoru. Další problém by představoval elektrický skinefekt ve vinutí impulsního transformátoru. Při těchto frekvencích by bylo třeba použít vf. lanka nejen na sekundáru ale i na primáru transformátoru, což by opět vedlo ke zvětšení transformátoru (poklesl by činitel plnění ve vinutí). Dále by s rostoucím kmitočtem docházelo ke zvětšování rozptylové indukčnosti transformátoru. Transformátor by pak nebyl schopen přenést požadovaný výkon a byl by velmi měkký. K potlačení tohoto efektu by bylo zapotřebí co největšího činitele vazby k . To ovšem přináší konstrukční problémy. Docházelo by též ke zvětšování parazitních mezizávitových kapacit ve vinutí transformátoru.

2.2 Zapojení měniče a rozbor funkce

Základní zapojení jednočinného propustného měniče je vidět níže na *obr. 1*, na *obr. 2* jsou zobrazeny průběhy nejdůležitějších veličin.



obr. 1: Zapojení jednočinného propustného měniče se sekundárním usměrňovačem [7]

Pro analýzu bude zaveden předpoklad, že výstupní tlumivka L má nekonečnou velikost indukce, tím pádem je proud tlumivkou přímo roven proudu zátěže $i_L(t) = I_Z = konst$. Dalším zjednodušujícím předpokladem bude, že transformátor nemá žádnou rozptylovou indukčnost.

K přenosu energie dochází při sepnutí obou tranzistorů současně a doba jejich sepnutí t_Z je úměrná velikosti střídý s :

$$s = \frac{t_Z}{T} \quad (3.1)$$

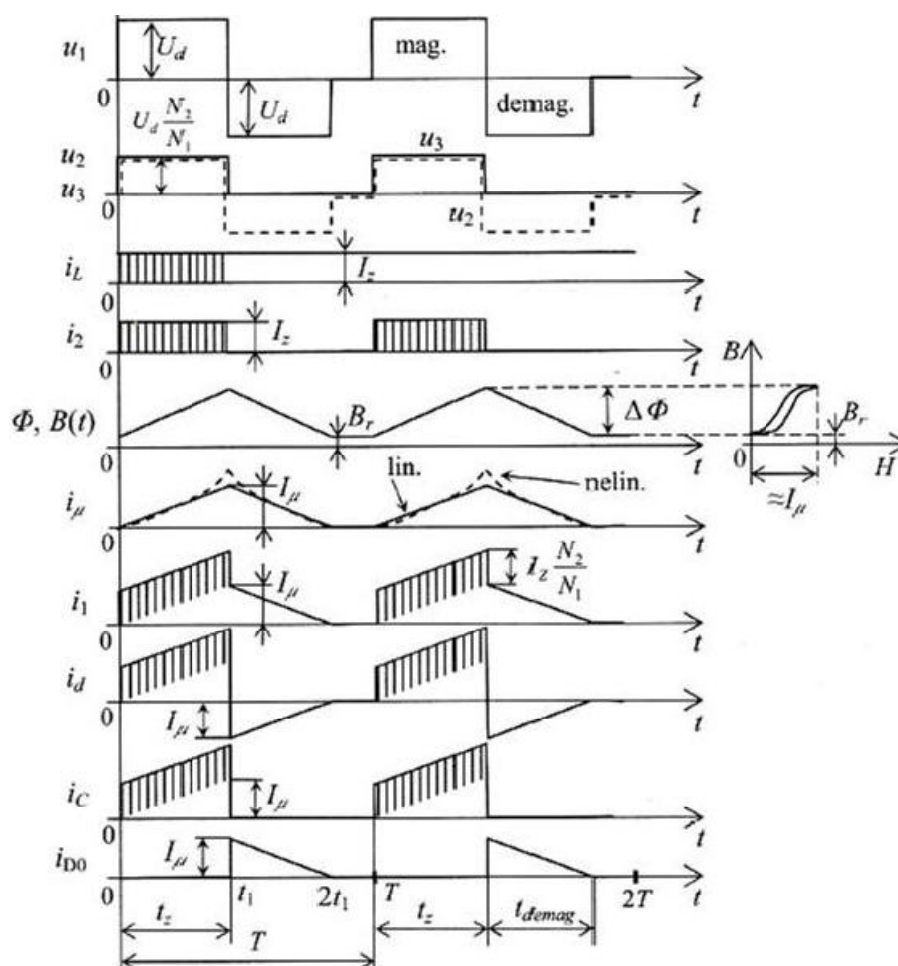
kde T je pracovní perioda spínání. Maximální doba sepnutí tranzistorů nesmí překročit polovinu periody $T/2$, aby nedošlo k lavinovému přesycení transformátoru. Z toho vyplývá, že maximální velikost střídý $s_{max} = 0,5$.

Při sepnutí obou tranzistorů se na primárním vinutí transformátoru objeví napětí stejnosměrného meziobvodu U_d . Pokud zanedbáme nelinearitu danou magnetizační křivkou materiálu jádra, bude proud primárním vinutím lineárně narůstat jako integrál z přiloženého napětí.

Při vypnutí tranzistorů (v *obr. 2* okamžik t_1) se magnetická indukčnost primárního vinutí transformátoru L_1 snaží zachovat původní velikost jí procházejícího magnetizačního proudu. Jelikož jsou spínací tranzistory vypnuty, musí se proud uzavírat přes jejich nulové diody. Tyto diody připojí primární vinutí transformátoru na zdroj napětí U_d , ale s opačnou polaritou. Tím dochází k demagnetizaci jádra a to stejně velkou rychlostí, jakou docházelo k magnetizaci jádra a proud klesá (integrál z konstanty se znaménkem mínus je klesající přímka). Jakmile dojde k poklesu magnetizačního proudu na nulu, obě diody se uzavřou.

Na sekundárním vinutí transformátoru vzniká napětí stejného tvaru, pouze velikost se liší podle převodu N_2/N_1 . Aby nedošlo k narušení procesu demagnetizace jádra, nesmí být záporný pulz vzniklý připojením vinutí na $-U_d$ použit k přenosu energie do zátěže. Proto je na usměrnění napětí na sekundární straně použit pouze jednocestný usměrňovač (dioda D_2). V době vypnutých tranzistorů je tato dioda polarizována v závěrném směru, proto se proud udržovaný indukčností tlumivky uzavírá přes nulovou diodu D_{02} .

Napětí na vstupu LC-filtru u_3 má podobu kladně orientovaných pravoúhlých pulzů s maximální střídou 0,5. Proud procházející sekundárním vinutím má tvar pravoúhlých proudových impulzů, které jsou vlivem velké indukčnosti tlumivky vyhlazovány. Primární proud je součtem magnetizačního proudu a sekundárního proudu přepočteného na primární stranu. Magnetický tok B či magnetická indukce Φ v jádře je integrálem z napětí, proto má i přes nelinearitu feromagnetika trojúhelníkový tvar; nikdy neklesají na nulu, ale pouze na remanentní hodnotu B_r či Φ_r .



obr. 2: Časové průběhy nejdůležitějších veličin měniče [3]

Magnetizační proud musí vždy klesnout až k nule, přičemž mezní stav nastává při střídě $s = 0,5$. Jelikož k demagnetizaci dochází pomocí stejně velkého napětí opačné polarity jako při procesu magnetizace, je ke kompletnímu demagnetování jádra třeba stejně dlouhého časového úseku jako k jeho magnetizaci. Pokud by byla střída větší než 0,5, interval přiloženého opačného napětí by byl kratší než interval sepnutí tranzistorů. Demagnetizace by pak nebyla dokončena a magnetizační proud způsobující magnetický tok Φ v jádře transformátoru by začínal znovu



narůstat ze stavu s nenulovou velikostí proudu, která by se každou periodu zvyšovala teoreticky až do nekonečna. Prakticky by ke zvyšování proudu docházelo až do tepelného zničení primárního vinutí, ke kterému by došlo během několika sekund. Z bezpečnostních důvodů je zvolena maximální střída $s = 0,35$.

Jelikož měnič pracuje s poměrně velkou frekvencí, je třeba učinit opatření proti vzniku nežádoucího skinefektu. To lze provést řazením několika paralelních vodičů ve vinutí primáru i sekundáru, jejichž průměr bude větší než 2δ , kde δ je hloubka vniku pro daný materiál.

3 NÁVRH FUNKČNÍCH CELKŮ SPÍNANÉHO ZDROJE

Spínaný zdroj je soustava několika na sobě závislých bloků, řazených do tří základních řetězců: výkonový, budicí a řídicí. Tato část práce bude věnována návrhu stavebních prvků těchto funkčních celků spínaného zdroje. Do výkonového řetězce řadíme dvojpulzní usměrňovač se sběracím kondenzátorem, horní a dolní spínač, impulzní transformátor, sekundární usměrňovač a koncový LC filtr.

3.1 LC filtr

Výstupní LC filtr se skládá z filtrační tlumivky a kondenzátoru, přičemž na parametrech těchto prvků značně závisí celková kvalita výstupního signálu spínaného zdroje. Velikost indukčnosti je určena zvoleným zvlněním proudu (běžně 5-10% proudu jmenovitého). Při volbě velikosti zvlnění proudu je třeba uvědomit si dvě věci. Zvlnění proudu nám zvýší opakovatelný špičkový proud pro všechny polovodičové prvky na sekundární i primární straně impulzního transformátoru a zároveň určuje proudové zatěžování kondenzátoru. Pokud by zvlnění bylo velmi malé, bude výsledná tlumivka neekonomicky robustní. Pokud je ovšem zvoleno zvlnění příliš velké, musí být zařazen velmi odolný kondenzátor a může docházet k přetěžování polovodičových prvků měniče. Jelikož má být výsledný přípravek použit jako laboratorní pomůcka k výuce, bylo v tomto případě zvlnění zvoleno $\Delta I = 0,13 \text{ A}$, tj. 3% ze jmenovité hodnoty výstupního proudu pro dosažení co nejhladšího proudu na výstupu. Návrh je proveden podle literatury [3].

Vstupní údaje pro výpočet LC filtru:

Maximální výstupní proud	$I_Z = 5 \text{ A}$
Maximální výstupní napětí	$U_Z = 36 \text{ V}$
Frekvence spínání	$f = 60 \text{ kHz}$
Zvlnění proudu	$\Delta I = 0,13 \text{ A}$
Zvlnění napětí	$\Delta U = 5 \text{ mV}$
Střída spínačů	$s = 0,35$

3.1.1 Návrh tlumivky

Je třeba spočítat špičkovou hodnotu napětí $U_{3\text{šp}}$ podle následující rovnice:

$$U_{3\text{šp}} = \frac{U_Z}{s} \quad (3.1)$$

Špičková hodnota napětí $U_{3\text{šp}} = 102,86 \text{ V}$. Nyní je možné vyčíslit indukčnost tlumivky:

$$L = \frac{U_{3\text{šp}}}{2f\Delta I} (1 - s)s \quad (3.2)$$

Dosažením výše uvedených vstupní údajů je potřebná indukčnost tlumivky $L = 1,5 \text{ mH}$. Tlumivka bude realizována se vzduchovou mezerou. Vzhledem k frekvenci spínání 60 kHz bude jádro cívky feritové, což znamená, že při výpočtu můžeme zanedbat vířivé ztráty v jádru tlumivky.

Pro výpočet geometrických parametrů jádra byly použity tyto hodnoty:

Maximální magnetická indukce v jádře	$B_{max} = 0,35 \text{ T}$
Činitel plnění mědi	$k_{pCu} = 0,45$
Činitel plnění jádra	$k_{pFe} = 1$
Relativní permeabilita feritu	$\mu_r = 2000$
Proudová hustota vinutí	$\sigma = 2 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}$
Efektivní hodnota proudu	$I_{ef} = 5 \text{ A}$

Pomocí těchto parametrů může být vyjádřen přibližný průřez sloupku jádra tlumivky S_j :

$$S_j \approx \sqrt{\frac{L I_Z I_{ef}}{B_{max} \sigma k_{pFe} k_{pCu}}} \quad (3.3)$$

Při dosazení odpovídajících hodnot získáváme přibližný průřez sloupku 345 mm^2 . Nyní je třeba zvolit konkrétní jádro. Bylo vybráno jádro ze skladových zásob ETD49-3C90 s kruhovým sloupkem o průměru $16,7 \text{ mm}$. Z dokumentace byly převzaty nebo vypočteny tyto hodnoty:

Průřez sloupku	$S_{Fe} = 219,04 \text{ mm}^2$
Plocha okna	$S_o = 343,38 \text{ mm}^2$
Střední délka siločáry	$L_{Fe} = 114 \text{ mm}$

Z požadované indukčnosti a výše uvedených hodnot můžeme určit potřebný počet závitů:

$$N = \frac{L_n I_Z}{S_{Fe} B_{max}} \quad (3.4)$$

Počet závitů vinutí tlumivky $N = 98$ závitů. Podle rovnice (3.5) lze vypočítat délku vzduchové mezery

$$l_v = \frac{N \mu_0 I_Z}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} \quad (3.5)$$

Délka vzduchové mezery $l_v = 1,7 \text{ mm}$. Podle vztahu (3.6) určíme i průřez vodiče S_{Cu} , který bude použit k vytvoření vinutí cívky.

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} = \dots = 2,5 \text{ mm}^2 \quad (3.6)$$

Nutný průřez vodiče $S_{Cu} = 2,5 \text{ mm}^2$. Z průřezu vodiče určíme jeho průměr – průřezu $2,5 \text{ mm}^2$ odpovídá průměr $d_{Cu} = 1,78 \text{ mm}$. Můžeme provést i zpětnou kontrolu, kdy z průřezu vodiče vyjádříme činitel plnění mědi podle následujícího vztahu:

$$k_{pCu} = \frac{S_{Cu} N}{S_o} \quad (3.7)$$

Vypočtený činitel plnění mědi 0,449 velmi přesně odpovídá zvolenému činiteli, což bylo 0,45. Zbývá provést kontrolu realizovatelnosti vzduchové mezery:

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad (3.8)$$

$$5,70 \cdot 10^{-5} \text{m} < 1,70 \cdot 10^{-3} \text{m} \ll 1,48 \cdot 10^{-2} \text{m}$$

Vzduchová mezera tedy může být realizována. Tímto je návrh tlumivky ukončen.

3.1.2 Návrh filtračního kondenzátoru

Pro výpočet použijeme hodnoty uvedené na začátku kapitoly 3.1. Nejprve určíme potřebnou kapacitu filtračního kondenzátoru, zvolené zvlnění napětí $\Delta U = 5 \text{ mV}$:

$$C = \frac{(1-s)s}{8f^2L} \cdot \frac{U_{3\text{šp}}}{2\Delta U} \quad (3.9)$$

Minimální potřebná kapacita při zvoleném zvlnění napětí $C = 171 \mu\text{F}$. Pro výběr konkrétního kondenzátoru je třeba vypočítat kapacitní proud I_{cef} , kterým bude kondenzátor zatěžován:

$$I_{cef} = \frac{\Delta I}{\sqrt{3}} \quad (3.10)$$

Proud kondenzátorem $I_{cef} = 75 \text{ mA}$. Abychom předešli problémům, je třeba, aby rezonanční kmitočet f_0 LC filtru byl mnohokrát nižší než spínací frekvence navrhovaného zdroje. Výpočet rezonančního kmitočtu:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_n C}} \quad (3.11)$$

Vypočtená rezonanční frekvence tohoto filtru je $f_0 = 314,6 \text{ Hz}$. Jak lze vidět, rezonanční kmitočet LC filtru je mnohokrát menší spínací frekvence (60 kHz) navrhovaného zdroje. Tímto je kondenzátor i celý LC filtr navržen.

3.2 Impulzní transformátor

Pro návrh impulzního transformátoru bylo použito postupu a rovnic uvedených v literatuře [7]. Výchozí parametry potřebné pro návrh:

Maximální výstupní proud	$I_Z = 5 \text{ A}$
Maximální výstupní napětí	$U_Z = 36 \text{ V}$
Frekvence spínání	$f = 60 \text{ kHz}$
Napětí stejnosměrného meziobvodu	$U_d = 300 \text{ V}$
Střída spínačů	$s = 0,35$

Jako první je nutno spočítat potřebný převod transformátoru:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{U_Z}{U_d s} \quad (3.12)$$

Převod transformátoru je 0,343. Pro určení dalších parametrů transformátoru je třeba znát celkový činný výkon přenášený měničem. Můžeme-li předpokládat, že účinnost měniče se blíží jedné, pak zde platí rovnost činných výkonů v uzlech – ss. obvod, primární i sekundární vinutí

transformátoru a na výstupu. Za činný výkon přenášený transformátorem tedy můžeme považovat výkon na výstupu ze spínaného zdroje $P_{\check{c}}$:

$$P_{\check{c}} = U_Z I_Z \quad (3.13)$$

Maximální činný výkon zátěže je 180 W. Zvolíme ostatní parametry potřebné pro výpočet a elektromagnetické velikosti jádra $S_o S_{Fe}$:

Maximální magnetická indukce v jádře	$B_{max} = 0,35 \text{ T}$
Remanentní indukce jádra	$B_r = 0,05 \text{ T}$
Činitel plnění jádra	$k_{pCu} = 0,35$
Relativní permeabilita feritu	$\mu_r = 1500$
Proudová hustota vinutí	$\delta = 2 \cdot 10^6 \text{ Am}^{-2}$

Nyní je možné elektromagnetickou velikost jádra číselně určit:

$$S_o S_{Fe} = \frac{P_{\check{c}}}{k_{pCu} \sigma (B_{max} - B_r) \sqrt{s}} \quad (3.14)$$

Součin $S_o S_{Fe} = 2,41 \cdot 10^{-8} \text{ m}^4$. Vzhledem k tomu, že jádro transformátoru bude mít minimální objem právě při $S_o \cong S_{Fe}$, lze přibližný průřez jádra určit odmocněním součinu $S_o S_{Fe}$:

$$S_j \doteq \sqrt{S_o S_{Fe}} \quad (3.15)$$

Přibližný průřez sloupku $S_j = 155,4 \text{ mm}^2$. Ze skladových zásob bylo zvoleno jádro ETD49-3C90. Z dokumentace byly získány tyto hodnoty:

Průřez sloupku	$S_{Fe} = 219,04 \text{ mm}^2$
Plocha okna	$S_o = 343,38 \text{ mm}^2$
Střední délka siločáry	$l_{Fe} = 114 \text{ mm}$

Dosazením do následujícího vztahu je určena hodnota magnetizačního proudu při maximální střídě $s=0,5$:

$$I_{\mu max} = \frac{2f(B_{max} - B_r)^2 l_{Fe} S_{Fe}}{U_d \mu_0 \mu_{rFe}} \quad (3.16)$$

Maximální magnetizační proud $I_{\mu max} = 0,477 \text{ A}$. Množství primárních závitů lze určit ze vztahu (3.18)

$$N_1 = \frac{U_d}{2f(B_{max} - B_r) S_{Fe}} \quad (3.17)$$

Primární vinutí transformátoru má 38 závitů. Počet sekundárních závitů je možno vypočítat ze známého převodu a primárních závitů – $N_2 = 13$. Efektivní hodnota sekundárního proudu:

$$I_{2ef} = I_Z \sqrt{s} \quad (3.18)$$

Efektivní hodnota sekundárního proudu $I_{2ef} = 2,96 \text{ A}$. Přes známý převod lze vyčíslit i efektivní hodnotu primárního proudu – $I_{1ef} = 1,01 \text{ A}$. Jelikož jsou nyní vyčísleny efektivní hodnoty proudů oběma vinutími a požadovaná proudová hustota je známá, je možné vypočítat i průřezy měděného drátu pro primární i sekundární vinutí:

$$\begin{aligned} S_{1Cu} &= \frac{I_{1ef}}{\sigma} \\ S_{2Cu} &= \frac{I_{2ef}}{\sigma} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Potřebný průřez primárního vodiče $S_{1Cu} = 0,507 \text{ mm}^2$, sekundárního vodiče $S_{2Cu} = 1,479 \text{ mm}^2$. Z těchto průřezů snadno určíme průměr vodičů ve vinutí: $d_{1Cu} = 0,804 \text{ mm}$; $d_{2Cu} = 1,372 \text{ mm}$. Jelikož měnič pracuje na vyšší frekvenci, je třeba uvažovat skinefekt ve vodičích vinutí. Proto je třeba spočítat hloubku vniku δ , přičemž $\rho_{Cu} = 1,8 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}$ a $\mu_{rCu} = 0,999$ [2]:

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{2\rho_{Cu}}{2\pi f \mu_0 \mu_{rCu}}} \quad (3.20)$$

Hloubka vniku mědi $\delta_{Cu} = 0,276 \text{ mm}$. Abychom mohli vliv skinefektu považovat za zanedbatelný, musí platit následující nerovnost:

$$d_{Cu} < 2\delta_{Cu} \quad (3.21)$$

Z ní vyplývá, že největší možný průřez vodičů vinutím je roven $2\delta_{Cu} = 0,552 \text{ mm}$. Ze jmenovité řady průřezů vodičů tuto podmínku splňuje průřez $S'_{Cu} = 0,35 \text{ mm}^2$ (průměr $0,445 \text{ mm}$). S použitím tohoto průřezu může být číselně vyjádřeno, kolik je třeba paralelních vodičů v sekundárním i primárním vinutí:

$$\begin{aligned} M_1 &= \frac{S_{1Cu}}{S'_{Cu}} \\ M_2 &= \frac{S_{2Cu}}{S'_{Cu}} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Potřebný počet paralelních vodičů pro primární vinutí $M_1 = 2$, sekundárního vinutí $M_2 = 4$. Primární vinutí musí být vytvořeno 38 závitů alespoň dvěma paralelními vodiči o maximálním průřezu $0,35 \text{ mm}^2$ a sekundární vinutí 13 závitů o alespoň čtyřech paralelních vodičích o maximálním průřezu $0,35 \text{ mm}^2$. Na závěr ještě zpětně určíme činitel plnění mědi pro toto konkrétní jádro a průřezy vodičů:

$$k_{pCu} = \frac{M_1 N_1 S'_{Cu} + M_2 N_2 S'_{Cu}}{S_o} \quad (3.23)$$

Činitel plnění $k_{pCu} = 0,20$ je o něco menší, než bylo předpokládáno, nicméně, tímto je transformátor navržen.

3.3 Dimenzování polovodičů

3.3.1 Napět'ové a proudové dimenzování výkonových tranzistorů

Pro výběr vhodných tranzistorů z katalogu je třeba určit špičkovou, střední a efektivní hodnotu proudu a maximální závěrné napětí ve vypnutém stavu:

$$I_{sp} = I_{\mu max} + I_Z \frac{N_2}{N_1} \quad (3.24)$$

$$I_{stř} = s \cdot I_Z \frac{N_2}{N_1} \quad (3.25)$$

$$I_{ef} = \sqrt{s} \cdot I_Z \frac{N_2}{N_1} \quad (3.26)$$

$$U_{DS} \geq U_d \quad (3.27)$$

Výsledky: $I_{sp}=1,942$ A; $I_{STŘ} = 0,6$ A; $I_{ef}= 1,015$ A; $U_{DS} \geq 300$ V Podle vypočtených hodnot byl zvolen tranzistor – FCPF400N60 s parametry $U_{DS} = 600$ V, $I_D = 10$ A a pouzdrém TO220.

3.3.2 Napět'ové a proudové dimenzování primárních nulových diod

Opět je třeba určit špičkový, střední a efektivní proud, kterým budou diody zatíženy, a potřebné závěrné napětí. Vzhledem k tomu, že diody zatíženy především při demagnetizaci primárního vinutí transformátoru, je nutné počítat i s vlivem magnetizačního proudu transformátoru. Potřebné hodnoty jsou uvedeny či spočítány v předchozích odstavcích 2. kapitoly.

$$I_{sp} = I_{\mu max} + I_Z \frac{N_2}{N_1} \quad (3.28)$$

$$I_{stř} = \frac{s}{2} \cdot I_Z \quad (3.29)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{s}{2}} \cdot I_{\mu max} \quad (3.30)$$

$$U_{KA} \geq U_d \quad (3.31)$$

Výsledky: $I_{sp} = 1,942$ A; $I_{STŘ} = 0,397$ A; $I_{ef} = 0,95$ A; $U_{KA} \geq 300$ V. Na základě těchto hodnot byly zvoleny diody MUR1560G s parametry $U_{KA} = 600$ V a $I_D = 15$ A s pouzdrém TO220.

3.3.3 Napět'ové a proudové dimenzování usměrňovací diody sekundárního usměrňovače

Špičkovou, efektivní a střední hodnotu usměrněného proudu za impulsním transformátorem určíme podle následujících rovnic:

$$I_{sp} = I_Z \quad (3.32)$$

$$I_{stř} = s I_Z \quad (3.33)$$

$$I_{ef} = I_Z \sqrt{s} \quad (3.34)$$

$$U_{KA} \geq \frac{U_Z}{s} \quad (3.35)$$

Výsledky: $I_{sp} = 5$ A; $I_{STŘ} = 1,75$ A; $I_{ef} = 2,958$ A; $U_{KA} \geq 102,36$ V. Na základě těchto hodnot byly zvoleny diody MUR1560G s parametry $U_{KA} = 600$ V a $I_D = 15$ A s pouzdrém TO220.

3.3.4 Napět'ové a proudové dimenzování nulové diody sekundárního usměrňovače

$$I_{sp} = I_Z \quad (3.36)$$

$$I_{stř} = (s - 1)I_Z \quad (3.37)$$

$$I_{ef} = I_Z \sqrt{s - 1} \quad (3.38)$$

$$U_{KA} \geq \frac{U_Z}{s} \quad (3.39)$$

Výsledky: $I_{sp}=5$ A; $I_{STŘ} = 3,25$ A; $I_{ef}= 4,03$ A; $U_{KA} \geq 102,36$ V. Na základě těchto hodnot byly zvoleny diody MUR1560G s parametry $U_{KA} = 600$ V a $I_D = 15$ A s pouzdrům TO220.

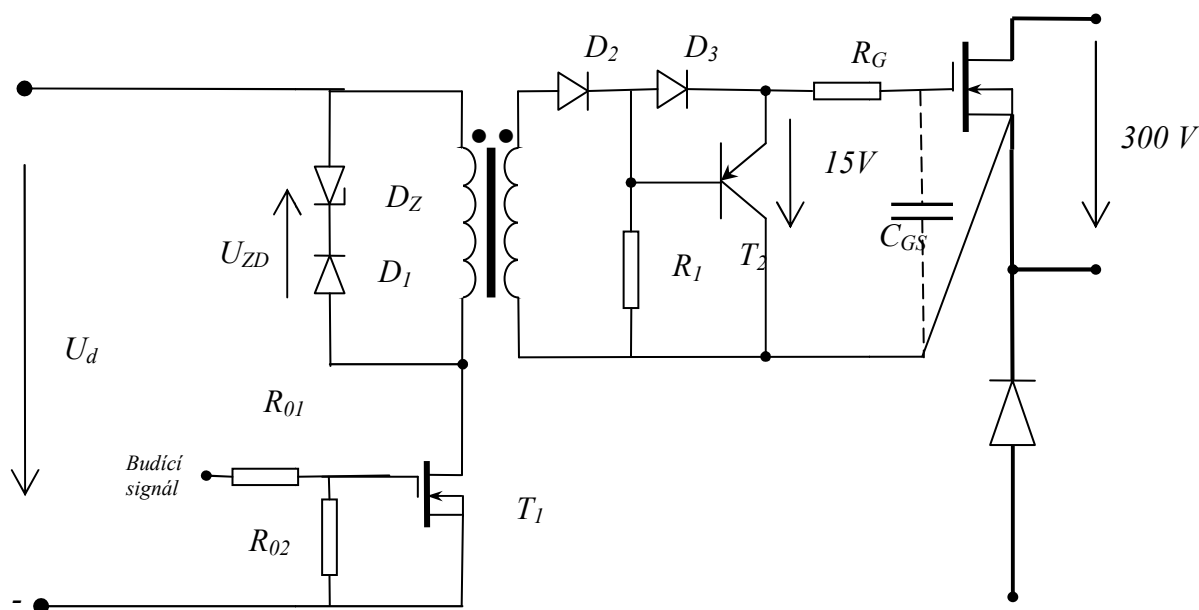
3.4 Návrh budičů tranzistorů

Budič spínacího tranzistoru musí plnit hned několik funkcí. První z nich je zajištění spolehlivého přenosu spínacího signálu a bezpečné vypnutí tranzistoru. Dále musí galvanicky oddělit řídicí obvody od obvodů silových.

Důvod vyplývá z obrázku *obr. 1*. Tranzistory měniče jsou připojeny na usměrněné napětí, čímž je kladná sběrnice oproti zemnicímu vodiči sítě na potenciálu +300V a záporná na -300V. Přičemž řídicí obvody bývají z bezpečnostních důvodů vždy uzemněny, často přímo bez oddělení nebo přes velkou kapacitu. Podíváme-li se na dolní tranzistor, je zřejmé, že je neustále připojen na zápornou sběrnici. Tím pádem je oproti uzemněným řídicím obvodům trvale na potenciálu -300V, tudíž není možné přivést řídicí signál (tranzistory MOS-FET se typicky spínají napětím mezi mřížkou G a emitorem S $U_{GS} = +15$ V a k vypnutí dochází při poklesu tohoto napětí k nule) přímo na tranzistor, ať už kvůli ochraně řídicích obvodů proti zničení, nebo kvůli bezpečnosti uživatele. U horního tranzistoru je situace ještě horší, jelikož napětí jeho emitoru se pohybuje vůči zemi skokem z +300V na -300V s extrémně vysokou strmostí nárůstu (v důsledku demagnetizace impulzního transformátoru při vypnutých tranzistorech).

Galvanické oddělení bývá realizováno buď na optickém principu, kdy se informace z řídicích obvodů přenáší do budiče pomocí optočlenů a samotný budič je napájen zvlášť; nebo na magnetickém principu, kdy se informace z řídicích obvodů spolu s energií potřebnou pro sepnutí tranzistoru přivádí přes malý impulzní transformátorek.

V této práci je budič tranzistorů řešen jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Principem funkce je opět spínací tranzistor, přičemž v sepnutém stavu dochází k přenosu signálu přes malý impulsní transformátor, zajišťující galvanické oddělení silové části od řídicích obvodů. Nicméně zde dochází k demagnetizaci jádra nikoli napojením jeho primárního vinutí v opačné polaritě na napětí stejnosměrného meziobvodu, ale protože energie akumulovaná v jádře se přeměňuje v teplo na Zenerově diodě. Zenerovo napětí U_{DZ} určuje rychlost demagnetizace. Na *obr. 3* je vidět zapojení měniče i sekundární strany s výkonovým tranzistorem.



obr. 3: Zapojení budiče výkonového tranzistoru [1]

Jestliže bude Zenerovo napětí větší než napájecí napětí U_d , může být maximální střída spínání s_{max} větší než 0,5. Magnetizační proud $I_{\mu max}$ nabývá svých maximálních hodnot právě při s_{max} ; tranzistor T1 je pak ve vypnutém stavu namáhán součtem Zenerova napětí U_{ZD} a napájecího napětí U_d .

Samotný návrh budiče je proveden podle literatury [3]. Nejprve je třeba zvolit vhodné jádro pro transformátor. Z nabídky bylo vybráno toroidní jádro o následujících rozměrech:

Vnější průměr	$d_1 = 13,4 \text{ mm}$
Vnitřní průměr	$d_2 = 6,8 \text{ mm}$
Výška	$a = 5,3 \text{ mm}$

Dále je potřeba znát parametry Zenerovy diody a podmínky v obvodu:

Zenerovo napětí	$U_{ZD} = 20 \text{ V}$
Výkon	$P_{ZD} = 2 \text{ W}$
Napájecí napětí	$U_d = 15 \text{ V}$

Nejdříve je třeba spočítat nejvyšší možnou střidu při použití Zenerovy diody se zvolenými parametry:

$$s_{max} = \frac{U_{ZD}}{U_{ZD} + U_d} \quad (3.40)$$

Po dosazení zjistíme, že maximální možná střída se rovná $s = 0,571$. Pro zjištění počtu závitů je třeba zvolit maximální žádaný tepelný výkon na Zenerově diodě. Zvolíme $P_{ZDmax} = 1 \text{ W}$, což poskytuje 100% rezervu.

Pro dosažení co nejlepších vlastností budícího transformátoru se jádro bude sestávat ze dvou slepených toroidů, čímž získáme dvojnásobný průřez jádra. Jelikož parametry jader nebyly známy, konstanta A_L byla zjištěna měřením – na slepená jádra bylo navinuto 10 závitů vodiče a

následně změřena indukčnost vzniklé cívky $L_T = 250 \mu\text{H}$. Konstanta jádra A_L byla pak vypočtena podle následujícího vztahu:

$$A_L = \frac{L_T}{N^2} \quad (3.41)$$

Dosazením výše uvedených hodnot byla určena magnetická velikost jádra $A_L = 2,5 \mu\text{H}/\text{z}^2$.

Z těchto hodnot již lze určit potřebný počet primárních závitů budicího transformátoru:

$$N_1 = \frac{U_d \cdot S_{max}}{\sqrt{2f A_L P_{ZDmax}}} \quad (3.42)$$

Vypočtený počet primárních závitů $N_1 = 17$ závitů. Musí být ověřena velikost magnetické indukce v jádře. Průřez jádra S_{Fe} byl určen výpočtem z geometrických rozměrů slepených jader při zohlednění rozměrů izolace na 32 mm^2 .

$$B_{max} - B_r = \frac{U_d}{2f N_1 S_{Fe}} \quad (3.43)$$

Výsledek $(B_{max} - B_r) = 0,23 \text{ T}$ je v mezích přijatelných hodnot. Budeme-li uvažovat úbytky na rezistorech a diodách v sekundární části budiče, požadované sekundární napětí $U_{2imp} = 16,5 \text{ V}$. Pak lze odvození z následující rovnice určit počet sekundárních závitů N_2 :

$$U_{2imp} = U_d \frac{N_2}{N_1} \quad (3.44)$$

$$N_2 = N_1 \frac{U_{2imp}}{U_d}$$

Výsledek: $N_2 = 19$ závitů. Pracovní proud je velmi malý (jde pouze o nabití parazitní kapacity C_{GS}), může být velmi malý i průřez vodičů. Návrh transformátorku je tedy ukončen.

Zbývá pouze určit parametry ostatních součástek. Výpis součástek je vidět níže. Velikost odporů R_{01} a R_G je doporučena od výrobců tranzistorů MOS-FET. Tranzistor T2 je signálový bipolární tranzistor PNP zapojený jako emitorový sledovač. Slouží k vybití parazitní kapacity C_{GS} propojením řídicí elektrody na nulový potenciál.

Parametry ostatních volených polovodičových součástek:

Tabulka 1: Polovodičové součástky zvolené při návrhu budiče tranzistorů

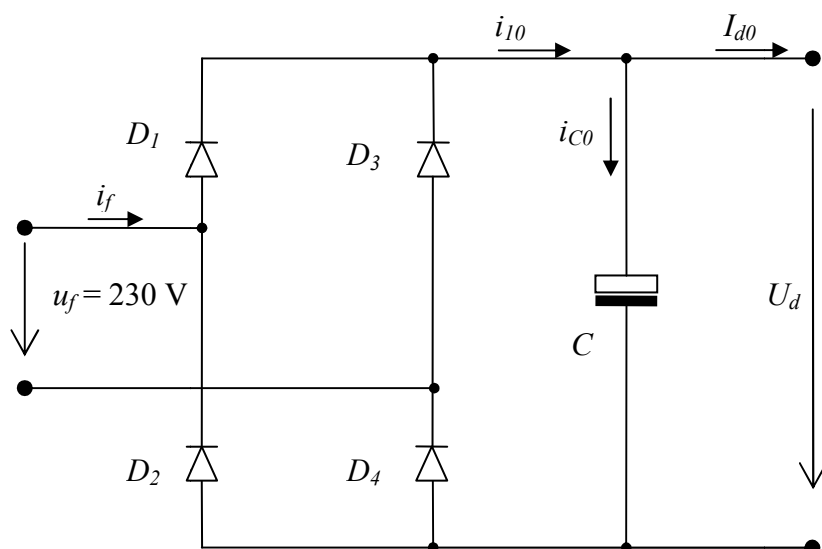
součástka	typ	parametry
D1,D2, D3	1N4148	
D _{ZD}	BZX020	$U_Z = 20 \text{ V}; P_{ZD} = 2 \text{ W}$
T1	BS170	$U_{DS} = 60\text{V}; I_D = 0,5\text{A};$
T2	BC557	PNP, $U_{CE} = 65\text{V}, I_{CE} = 100 \text{ mA}$

Tím je návrh budiče výkonových tranzistorů ukončen.

3.5 Návrh síťového dvojpulzního usměrňovače

3.5.1 Rozbor problematiky

Dvojpulzní usměrňovač se sběracím kondenzátorem tvoří stejnosměrný napáječ pro celý spínaný zdroj. Obvodové zapojení můžeme vidět na *obr. 4*. Funkci ideálního napětového zdroje nám plní sběrací kondenzátor umístěný na výstupu z usměrňovače. Návrh byl proveden podle literatury[8].

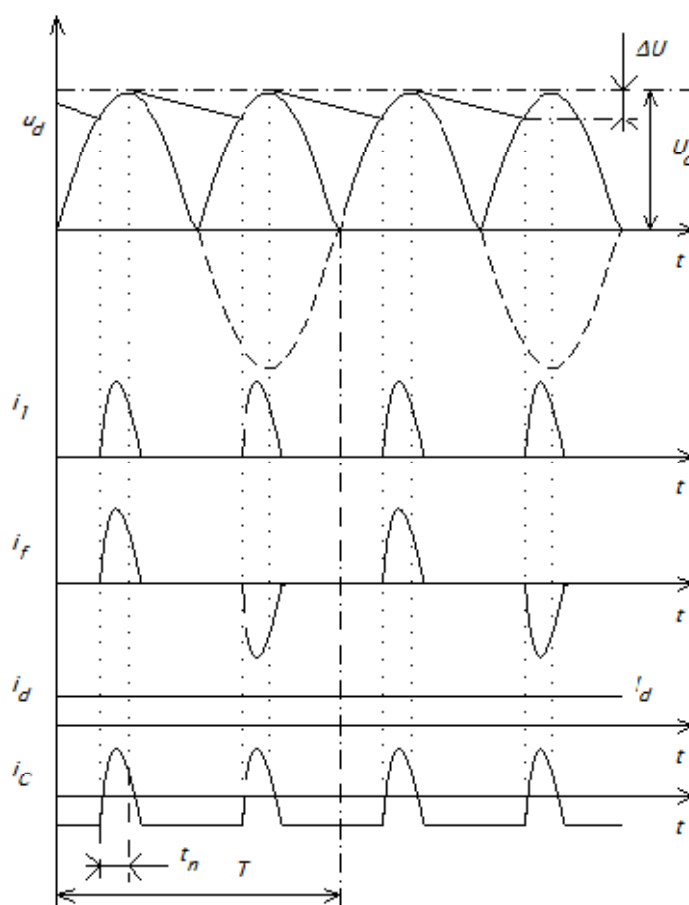


obr. 4: Obvodové zapojení síťového usměrňovače se sběracím kondenzátorem [8]

Pro usměrnění 1-fázové sítě použijeme dvojpulzní můstkový usměrňovač tzv. Graetzův můstek. Usměrňovač pracuje společně s kondenzátorem jako špičkový detektor (výstupem je napětí zhruba 300V, což je přibližně amplituda sítě 325 V). Kondenzátor C se snaží za čas t_n nabít na špičkovou hodnotu napětí sítě $u_f(t)$ a v průběhu vybíjecího intervalu Δt se kondenzátor vybíjí proudem zátěže $i_d(t)$. Proud odebíraný ze sítě má podobu úzkých pulsů v době nabíjení kondenzátoru; proud jím procházející má stejný tvar, ale jeho střední hodnota je nulová. Průběhy důležitých veličin je vidět na *obr. 5*.

Je třeba uvažovat některé zjednodušující podmínky. Odběrový proud je tvořen vysokofrekvenčními pulsy, jejichž střední hodnota je konstantní. Díky tomu se napětí na kondenzátoru bude snižovat po šikmé přímce, do níž se bude kopírovat zvlnění způsobené vř odběrem z měniče. Zvlnění napětí ΔU bude zvoleno malé, aby klesající přímka vystupovala z vrcholu sinusoidy. Vzhledem k tomu, že síť má velkou parazitní indukčnost, není schopná v intervalu t_n dodávat do měniče vysokofrekvenční složky proudu, ale pouze hladký proud o střední hodnotě I_d ; vř složky tedy dodává do měniče pouze kondenzátor.

S parazitní indukčností sítě se váže i problém zvolení poklesu napětí ΔU , či relativního poklesu napětí δ . Pokud je pokles zvolen příliš malý, zkrátí se doba nabíjení kondenzátoru t_n a odebíraný proud bude mít podobu velmi úzkých a vysokých špiček, které ovšem síť není kvůli parazitní indukčnosti schopna dodat a docházelo by tak k poklesu dodávaného napětí U_d .



obr. 5: Časové průběhy důležitých veličin síťového usměrňovače [8]

3.5.2 Samotný návrh usměrňovače

Pokles napětí byl zvolen $\Delta U = 30 \text{ V}$. Přibližnou hodnotu výstupního napětí U_d usměrňovače lze vyčíslit podle následující rovnice ($U_m = 325 \text{ V}$)

$$U_d \cong U_m - \frac{\Delta U}{2} \quad (3.45)$$

Přibližná hodnota výstupního napětí usměrňovače $U_d = 310 \text{ V}$. Dále je třeba určit relativní pokles napětí podle rovnice:

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} \quad (3.46)$$

Relativní pokles napětí $\delta = 0,0923$. Činný výkon P_{Σ} známe z předchozích výpočtů: $P_{\Sigma} = 180 \text{ W}$. Z tohoto výkonu a známého napětí meziobvodu U_d lze spočítat střední hodnotu proudu I_d :

$$I_d = \frac{P_{\Sigma}}{U_d} \quad (3.47)$$

Střední hodnota odebíraného proudu $I_d = 0,581 \text{ A}$. Pomocí již známých hodnot lze číselně vyjádřit potřebnou hodnotu kapacity sběracího kondenzátoru C (perioda sítě $T = 20 \text{ ms}$):

$$C = \frac{T}{2} \cdot \frac{I_d}{\Delta U} \cdot \left(1 - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta)\right) \quad (3.48)$$

Potřebná kapacita $C = 166,97 \mu\text{F}$. Použijeme elektrolytický bezindukční kondenzátor. Dále je třeba vyčíslit nabíjecí čas kondenzátoru t_n podle následující rovnice:

$$t_n = \frac{T}{2\pi} \cdot \arccos(1 - \delta) \quad (3.49)$$

Čas potřebný k nabití kondenzátoru je $t_n = 1,38 \text{ ms}$. Nyní lze spočítat maximální proud odebíraný ze sítě:

$$I_{\max} = U_m \frac{2\pi}{T} C \sin\left(\frac{2\pi}{T} t_n\right) + I_d \quad (3.50)$$

Proud $I_{\max} = 7,154 \text{ A}$. Je nutné určit i efektivní hodnotu tohoto proudu I_{ef} , podle následující rovnice:

$$I_{\text{ef}} = U_m \frac{2\pi}{T} C \cdot \sqrt{\frac{t_m}{T} - \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{4\pi}{T} t_n\right)} \quad (3.51)$$

Tento efektivní proud má hodnotu $I_{\text{ef}} = 1,553 \text{ A}$. Podle těchto hodnot proudů můžeme určit parametry potřebné k výběru konkrétních diod či celého usměrňovače:

$$I_{Dsp} = I_{\max} \quad (3.52)$$

$$I_{DST\check{R}} = \frac{I_d}{2} \quad (3.53)$$

$$I_{Def} = I_{\text{ef}} \quad (3.54)$$

Závěrné napětí diod musí být alespoň 600 V , $I_{Dsp} = 5 \text{ A}$; $I_{DST\check{R}} = 1,75 \text{ A}$; $I_{Def} = 2,958 \text{ A}$. Dle těchto parametrů byl vybrán usměrňovací můstek KBU8Ms parametry $U_{KA} = 700 \text{ V}$ a $I_D = 8 \text{ A}$. Tímto je návrh vstupního dvojpulzního usměrňovače ukončen.

3.6 Řídicí obvody spínaného zdroje

Na řídicí obvody spínaných zdrojů jsou kladeny čím dál větší nároky. Jedná se především o požadavky na kvalitu regulace, konkrétně statickou přesnost, rychlost a kvalitu odezvy na jednotkový skok řídicího signálu, rychlou změnu proudu zátěže a kvalitu odezvy při přetíženích a zkratech na výstupu.

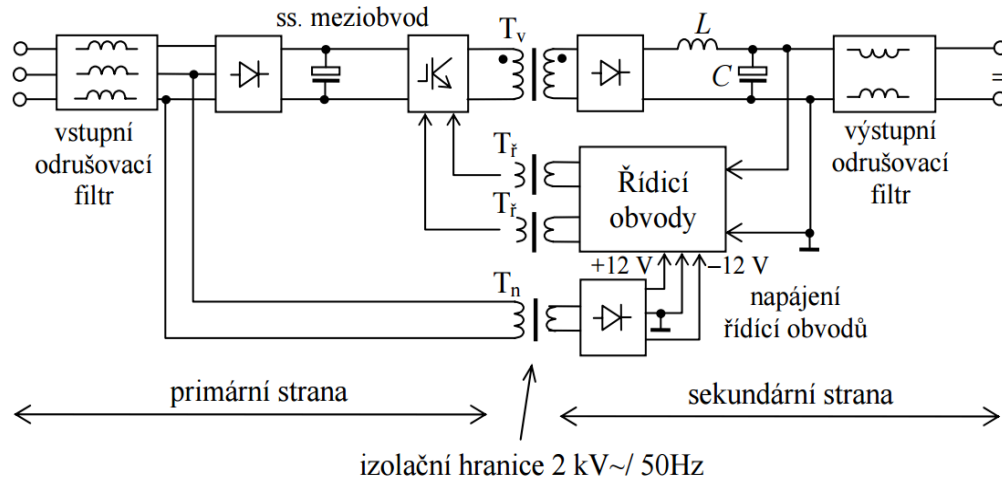
Řízení může být zhotoveno buď analogově, nebo digitálně. Zvolený způsob však nemá z makroskopického pohledu vliv a v praxi rozhodují pouze ekonomické důvody. Obecně lze říci, že pro zdroje do výkonu 1 kW je ekonomicky výhodnější řídicí obvody realizovat analogově, stejně tak to bude i v tomto případě.

Řešení řídicích obvodů bývá založeno na dvou základních přístupech:

- Řídicí obvody na sekundární straně měniče
- Řídicí obvody na primární straně měniče

Aplikace řídicích obvodů na primární stranu je většinou používána pro jednočinné blokuující měniče. Pro tento případ bude použito řešení s řídicími obvody na sekundární straně měniče.

Tento přístup je většinou používán především pro měniče vyšších výkonů. Schematicky znázorněno na obr. 6.

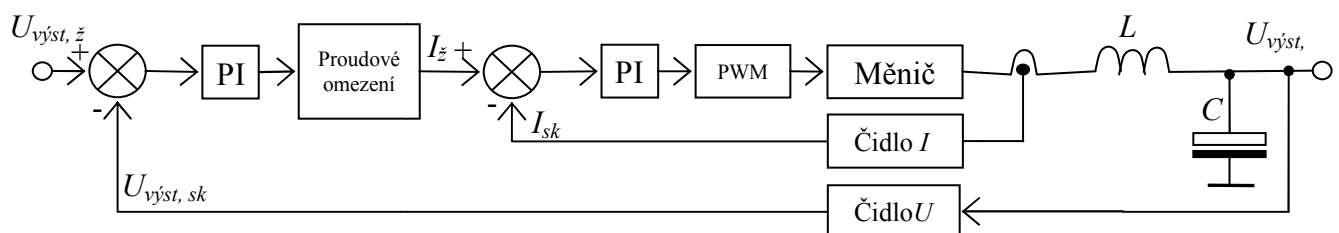


obr. 6: Blokové schéma provedení řídicích obvodů na sekundární straně [7]

Výstupní veličiny jsou snímány na sekundární straně měniče a následně zpracovány v řídicích obvodech. Jejich výstup – řídicí signál je přes oddělovací impulzní transformátorky T_f přiveden na budiče výkonových tranzistorů; tento signál zároveň slouží jako jejich napájení. Napájení samotného řízení je provedeno síťovým transformátorem o malém výkonu a usměrněno.

3.6.1 Kaskádní regulace výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou

Jelikož tento zdroj má mít libovolně nastavitelné napětí a proudové omezení, jde o nejvhodnější a nejkvalitnější regulační strukturu. Proudový PI-regulátor zajišťuje, že i při rychlých změnách platí přímá úměra mezi žádaným proudem I_z , a skutečným proudem tlumivkou I_{SK} . To znamená, že je eliminována setrvačnost tlumivky a tím snížen řád regulované soustavy. Díky tomuto snížení řádu soustavy může být samotná napěťová regulace dynamičtější a přitom stále stabilní. Na obr. 7 je blokové schéma tohoto druhu regulace.



obr. 7: Blokové schéma kaskádní regulace napětí s podřízenou proudovou smyčkou[1]

3.6.2 Provedení řídicích obvodů

Schéma řídicích obvodů se nachází spolu s celkovým schématem zapojení v příloze práce na CD. Pro napájení řídicích obvodů je použit síťový transformátor 230V/12 V a takto snížené napětí je usměrněno pomocí diodového můstku. Vzhledem k tomu, že podle dokumentace k transformátorku je jeho napětí na prázdko 20 V, pro potřeby řízení a buzení není odebírán velký proud, a transformátor je velmi měkký, můžeme uvažovat velikost usměrněného napájecího napětí i při zohlednění úbytků na diodách můstku jako 19 V. Toto napětí je přivedeno na

stabilizátor kladného napětí LV7815 a záporného napětí LV7915; tím dostáváme potřebné napětí $\pm 15\text{V}$ v řídicích obvodech.

Pro tvorbu referenčních signálů umožňujících regulaci napětí a proudu bylo využito tři potenciometrů P1, P2 a P3 o velikosti $10\text{ k}\Omega$. Ty jsou napájeny ze stabilizátoru napětí 78L09, který snižuje napájecí napětí 15 V na velikost 8 V . Přiložením tohoto napětí na potenciometry, vzniká signál odpovídající žádané hodnotě regulovaných veličin. Před každý potenciometr je zařazena RC propust k odfiltrování vf rušení. Přepínač PR umožňuje volbu mezi režimem regulace proudu a režimem regulace napětí s proudovým omezením.

Pro potřeby regulačních smyček je nutno snímat velikost výstupního napětí a proudu. Hodnota proudu je zjišťována pomocí bočníku (RB) o velikosti $0,2\ \Omega$, čímž dostáváme pro maximální velikost výstupního proudu 5 A úbytek -100mV . Rušení vznikající v silové části je za bočníkem odfiltrováno vstupní propustí (R_1C_1) s malou časovou konstantou. Takto vzniklý signál je přiveden na operační zesilovač IO1A v neinvertujícím zapojení se zpětnovazební propustí a zesílen na -8V . Tento signál je pro potřeby smyčky považován za skutečný proud I_{SK} .

Operační zesilovač IO2A představuje PI-regulátor proudové smyčky, na jehož invertující vstup je přes součtový člen složený ze dvou paralelně spojených odporů $10\text{ k}\Omega$ (R_4 a R_5) přivedena skutečná hodnota proudu z bočníku a žádaná hodnota proudu I_Z z potenciometru P1 (k impedančnímu oddělení signálu z potenciometru slouží operační zesilovač IO2B zapojený v neinvertujícím režimu jako sledovač), které regulátor porovnává. Jelikož mají I_{SK} a I_Z opačná znaménka, snaží se regulátor o vytvoření virtuální nuly na vstupu operačního zesilovače přes zpětnou vazbu (sériová kombinace R_6C_2 k nimž je paralelně připojena dioda D_1 sloužící k omezení proudu). Tím na výstupu IO2B vzniká napětí, které je ještě upraveno pomocí OZ IO5A na napětí o velikosti $0-4,5\text{ V}$ putující na vstup PWM.

Obdobně je provedena i nadřízená napěťová smyčka. Skutečná hodnota napětí je snímána přes odporový dělič $R_{20}R_{21}$ maximální hodnota $+8\text{ V}$, přes dolní propust ($R_{10}C_4$) přivedena na invertující vstup operačního zesilovače IO1B, se zesílením $1:1$ převedena na hodnotu -8 V a přivedena přes součtový člen $R_{12}R_{13}$ na invertující vstup PI-regulátoru tvořeného operačním zesilovačem IO4A (zpětná vazba je tvořená sériovou kombinací $R_{14}C_5$, k nimž je paralelně připojena dioda D_3 sloužící k omezení proudu). Na stejný vstup je přivedena i žádaná hodnota napětí z potenciometru P2 o maximální velikosti $+8\text{V}$ (opět přes impedanční oddělení reprezentované operačním zesilovačem IO3A v neinvertujícím zapojení jako sledovač). Žádané a skutečné napětí je opět v IO4A porovnáváno se snahou dorovnat rozdíl na virtuální nulu. Výsledný signál je invertován a zeslabován pomocí operačního zesilovače IO4B na jehož výstup je zařazen obvod proudového omezení. Žádaná hodnota proudového omezení z potenciometru P3 je přes sledovač IO3B v zapojení s omezovací diodou přivedena do společného uzlu s žádanou hodnotou napětí. Tento signál putuje přes přepínač do obvodu smyčky regulace proudu na vstup operačního zesilovače IO2B.

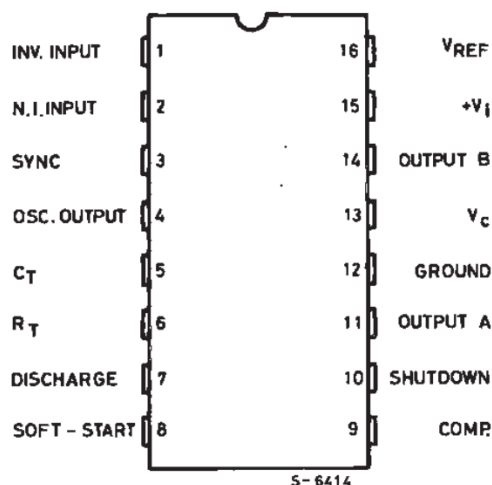
Schéma řídicích obvodů je možné najít v PŘÍLOZE A nebo na přiloženém CD.

3.6.3 Pulzní šířková modulace – PWM

Pulzní šířková modulace pracuje jako komparátor, který porovnává vysokofrekvenční nosný trojúhelníkový signál s nízkofrekvenčním modulačním signálem. Okamžik, kdy je velikost obou signálů stejná, je pokyn k vytvoření náběžné nebo sestupné hrany pulzně šířkově modulovaného obdélníkové signálu na výstupu modulátoru.

PWM můžeme rozdělit do dvou základních kategorií podle typu modulačního signálu na stejnosměrnou PWM (modulačním signálem je stejnosměrné napětí) nebo sinusovou PWM (modulačním signálem je sinusové napětí o malé frekvenci). Pro řízení ss. pulzních měničů se používá PWM stejnosměrná, jak je tomu i v tomto případě. Sinusová PWM je typická pro řízení pohonů.

Jako pulzní šířková modulace byl použit integrovaný obvod SG3525AN. Na neinvertující vstup jeho vnitřního operačního zesilovače v zapojení jako sledovač (spojením vývodů 1 a 9) je přiveden signál z řídicích obvodů. Pracovní kmitočet vnitřního oscilátoru je nastaven odporem R_1 (připojeném na vývodu 6) a kondenzátory C_1 a C_2 (jejich paralelní kombinace je připojena na vývod 5). Tento integrovaný obvod je vybaven několika dalšími funkcemi. Vývod 8 je součástí *softstartu*. Další funkcí je *shutdown* (určena pro nabíjení a vybíjení kapacity připojené na obvody *softstartu*), která ale není využita a vývod je tedy uzemněn. Vývod 3 – *sync* – slouží pro připojení vnějšího hodinového signálu nebo při současném chodu více PWM modulátorů. PWM má dva výstupy – *OUTPUT A* a *OUTPUT B*. Každý z těchto výstupů reprezentuje jeden výkonový stupeň, přičemž oba mají poloviční hodnotu frekvence než je nastavena pro vnitřní oscilátor a signál z *OUTPUT B* je časově zpožděný. Využit byl pouze *OUTPUT A* (vývod 11).



obr. 8: Popis vývodů PMW modulátoru SG3525AN [9]

4 CHLAZENÍ VÝKONOVÝCH SOUČÁSTEK

V polovodičových součástkách se díky jejich vnitřnímu odporu tvoří ztrátový výkon, uvolněný ve formě tepla, které je třeba odvádět, aby nedošlo k tepelnému zničení součástek. Nutnou velikost chladiče je třeba znát i z jiných důvodů než je ochrana součástek. Tento parametr má vliv i velikost a hmotnost celého spínaného zdroje. Výpočet bude proveden podle literatury [2].

4.1 Výpočet tepelného odporu chladiče pro výkonové tranzistory

4.1.1 Výpočet ztrátového výkonu

Hlavními ztrátami v případě MOS-FET tranzistoru jsou ztráty vedením a vypínací ztráty. Ztráty zapínací můžeme zanedbat. Pro výpočet těchto ztrát je třeba z technické dokumentace zvoleného tranzistoru FCPF400N60 vypsát následující parametry:

Typický vypínací čas	$t_{off} = 43\text{ns}$
Vnitřní odpor v zapnutém stavu	$R_{DS(on)} = 400\text{m}\Omega$

Vypínací energie W_{off} může být vyjádřena pomocí rovnice (4.1). Ostatní veličiny jsou známe z předchozích výpočtů: $I_{sp} = 1,942\text{ A}$, $U_d = 300\text{ V}$:

$$W_{off} = \frac{1}{4} U_d I_{sp} t_{off} \quad (4.1)$$

Vypínací energie je tedy rovna $6,3\mu\text{J}$. Ze známé spínací frekvence lze teď určit vypínací ztráty tranzistoru:

$$P_{Zvyp} = f W_{off} \quad (4.2)$$

Tepelné ztráty uvolněné v tranzistoru při vypínání jsou $P_{Zvyp} = 0,375\text{ W}$.

Ztráty vedením jsou charakterizovány efektivní velikostí procházejícího proudu. Efektivní proud tranzistorem je znám z rovnice (3.27) – $I_{ef} = 1,015\text{ A}$. Ztráty vedením můžeme vyčíslit jako:

$$P_{Zved} = R_{DS(on)} I_{ef}^2 \quad (4.3)$$

Ztráty způsobené vedením v tranzistoru mají tedy velikost $P_{Zved} = 0,412\text{ W}$. Celkové ztráty v jednom tranzistoru jsou pak součtem ztrát vypínacích a ztrát vedením:

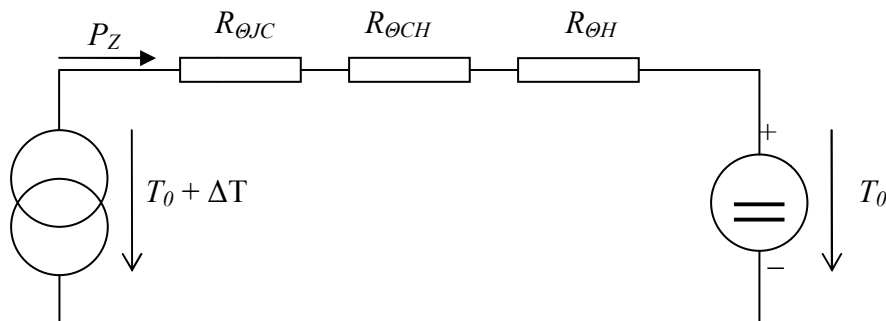
$$P_Z = P_{Zved} + P_{Zvyp} \quad (4.4)$$

Celkové ztráty v jednom výkonovém tranzistoru mají velikost $P_Z = 0,787\text{ W}$

4.1.2 Výpočet tepelného odporu chladiče

Výpočet se provádí pro ustálený stav, každý tranzistor bude na vlastním chladiči. Níže lze vidět tepelné schéma odpovídající součástce na jednom chladiči. Jako teplota okolí byla z normy zvolena teplota $T_0 = 40^\circ\text{C}$. Nejvyšší dovolená teplota čipu a tepelné odpory přechodů mezi čipem a pouzdrem součástky jsou k nalezení v katalogovém listu k tranzistoru FCPF400N60. Stejně tak tepelný odpor přechodu mezi chladičem a povrchem součástky. Hledaný je pak tepelný odpor

chladiče $R_{\theta H}$. Ztrátový výkon tranzistoru je vypočten v předchozím oddíle. Na obr. 9 Je zobrazeno náhradní tepelné schéma pro výpočet odporu chladiče s jednou součástí:



obr. 9: Tepelné schéma výpočtu odporu chladiče pro jednu součástku

Maximální teplota čipu	$T_{jmax} = 150^{\circ}\text{C}$
Tepelný odpor přechodu čip-pouzdro	$R_{\theta JC} = 4 \text{ KW}^{-1}$
Tepelný odpor přechodu pouzdro-chladič	$R_{\theta CH} = 0,5 \text{ K W}^{-1}$

$$R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_0}{P_Z} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} \quad (4.5)$$

Potřebný tepelný odpor chladiče je $R_{\theta H} = 135,27 \text{ KW}^{-1}$.

4.2 Výpočet tepelného odporu chladiče nulových diod měniče

4.2.1 Ztráty vedením

Pro výpočet ztrát vedením diod MUR1560G nahradíme jejich VA-charakteristiku lomenou přímkou. Potom lze podle rovnice (4.6) určit ztrátový výkon vedením pro obě diody:

$$P_Z = U_p \cdot I_{ST\check{R}} + R_d \cdot I_{ef}^2 \quad (4.6)$$

Kde U_p je prahové napětí diody a R_d je diferenciální odpor diody. Obě tyto hodnoty jsou odečteny z dokumentace MUR1560G pro teplotu čipu $T_j = 150^{\circ}\text{C}$ a uvedeny níže spolu s dříve spočtenými proudy:

Diferenciální odpor	$R_d = 0,2 \Omega$
Prahové napětí	$U_p = 0,31 \text{ V}$
Efektivní hodnota proudu	$I_{ef} = 0,95 \text{ A}$
Střední hodnota proudu	$I_{ST\check{R}} = 0,397 \text{ A}$

Dosazením hodnot do rovnice (4.6) získáváme hodnotu ztrát vedením pro nulové diody $P_Z = 0,304\text{W}$.

4.2.2 Tepelný odpor chladiče nulových diod

Postup bude stejný jako při výpočtu tepelného odporu pro výkonové tranzistory, k výpočtu bude použita opět rovnice (4.5). Teplota okolí je opět volena 40°C . Tepelný odpor přechodu

pouzdro chladič byl převzat z literatury [4] $R_{\theta CH} = 0,2 \text{ KW}^{-1}$. Hodnoty z katalogového listu diod MUR1560G:

Maximální teplota čipu

$$T_{jmax} = 175^{\circ}\text{C}$$

Tepelný odpor přechodu čip-pouzdro

$$R_{\theta JC} = 1,5 \text{ KW}^{-1}$$

Dosazením těchto hodnot do rovnice (4.5) získáme tepelný odpor chladiče $R_H = 442,4 \text{ KW}^{-1}$.

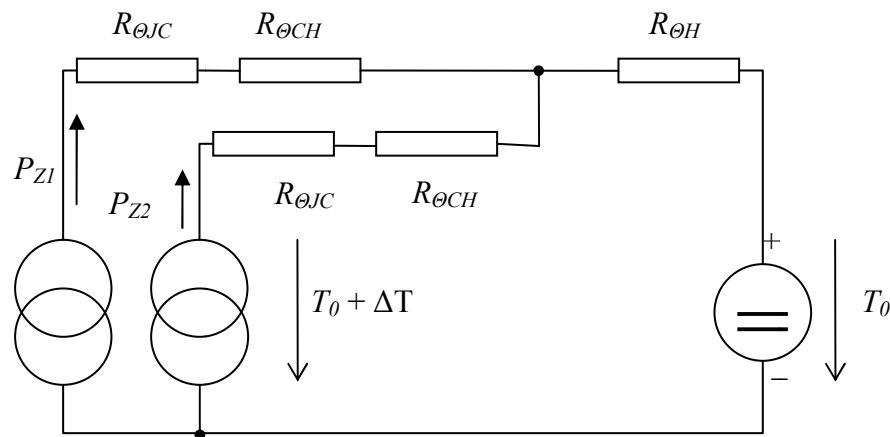
4.3 Výpočet tepelného odporu chladiče sekundárního usměrňovače

4.3.1 Ztrátový výkon na diodách sekundárního usměrňovače

Jelikož se jedná o ty stejné diody MUR1560G jako v předchozím případě, dosadíme střední a efektivní hodnoty proudu usměrňovací diodou ($I_{STR} = 1,75 \text{ A}; I_{ef} = 2,958 \text{ A}$ vypočtené v kapitole 3.3.3) a nulovou diodou sekundárního usměrňovače ($I_{STR} = 3,25 \text{ A}; I_{ef} = 4,03 \text{ A}$ vypočtené v kapitole 3.3.4) do vztahu (4.6) definovaného v katalogovém listu diody. Ztrátový výkon na usměrňovací diodě je tedy $P_{Z1} = 2,28 \text{ W}$ a ztrátový výkon nulové diody $P_{Z2} = 4,26 \text{ W}$.

4.3.2 Tepelný odpor chladiče na diodách sekundárního usměrňovače

V tomto případě je vhodné instalovat diody na jeden chladič. Použijeme tedy jiné tepelné schéma:



obr. 10: Tepelné schéma na výpočet odporu chladiče pro dvě součástky na jednom chladiči

Rovnice pro výpočet tedy bude vypadat následovně:

$$R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_0}{P_{Z1} + P_{Z2}} - \frac{R_{\theta JC}}{2} - \frac{R_{\theta CH}}{2} \quad (4.7)$$

Pro výpočet použijeme stejné hodnoty tepelných odporů jako v kapitole 4.2. Dosazením těchto hodnot do vztahu (4.7) získáme potřebný tepelný odpor chladiče pro sekundární usměrňovač $R_{\theta H} = 18,94 \text{ KW}^{-1}$.

4.4 Výpočet tepelného odporu chladiče pro stabilizátory napětí

4.4.1 Výpočet ztrátového výkonu na stabilizátorech napětí

Pro určení ztrátového výkonu na stabilizátorech napětí byl použit postup z literatury [7]. Pro vyčíslení ztrátového výkonu slouží rovnice (4.8)

$$P_z = (U_1 - U_2) \cdot I_2 \quad (4.8)$$

kde U_1 je napětí před stabilizátorem napětí, U_2 je napětí na výstupu ze stabilizátoru a I_2 je proud stabilizátorem. Použitý síťový transformátor má dle dokumentace napětí na prázdko 20 V, budeme-li uvažovat úbytek na diodách usměrňovače 0,5 V, můžeme stanovit napětí na vstupu stabilizátorů

$U_1 = 19$ V. Výstupní napětí $U_2 = 15$ V. Proud pro řízení a budič je malý, odhadem $I_2 = 0,3$ A. Dosazením do rovnice (4.8) získáváme hodnotu ztrátového výkonu na stabilizátorech $P_z = 1,2$ W.

4.4.2 Tepelný odpor chladičů pro stabilizátory napětí

Pro výpočet potřebného tepelného odporu chladiče stabilizátorů napětí bude použit postup podle odstavce 4.1.2. Z dokumentace stabilizátorů byly určeny tepelné odpory přechodů čip – pouzdro a maximální teplota čipu. Tepelný odpor přechodu pouzdro – chladič je uvažován $R_{\theta CH} = 0,2$ °C W⁻¹; teplota okolí $T_0 = 40$ °C.

LV7815 – stabilizátor kladného napětí

Maximální teplota čipu

$$T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$$

Tepelný odpor přechodu čip-pouzdro

$$R_{\theta JC} = 5 \text{ KW}^{-1}$$

LV7915 – stabilizátor záporného napětí

Maximální teplota čipu

$$T_{jmax} = 150^\circ\text{C}$$

Tepelný odpor přechodu čip-pouzdro

$$R_{\theta JC} = 3 \text{ KW}^{-1}$$

Po dosazení do rovnice (4.5) získáváme tepelný odpor chladiče pro stabilizátor LV7815 $R_{\theta H} = 86,5$ KW⁻¹ a pro stabilizátor LV7915 $R_{\theta H} = 88,5$ KW⁻¹.

5 REALIZACE A ZÁZNAMY Z MĚŘENÍ

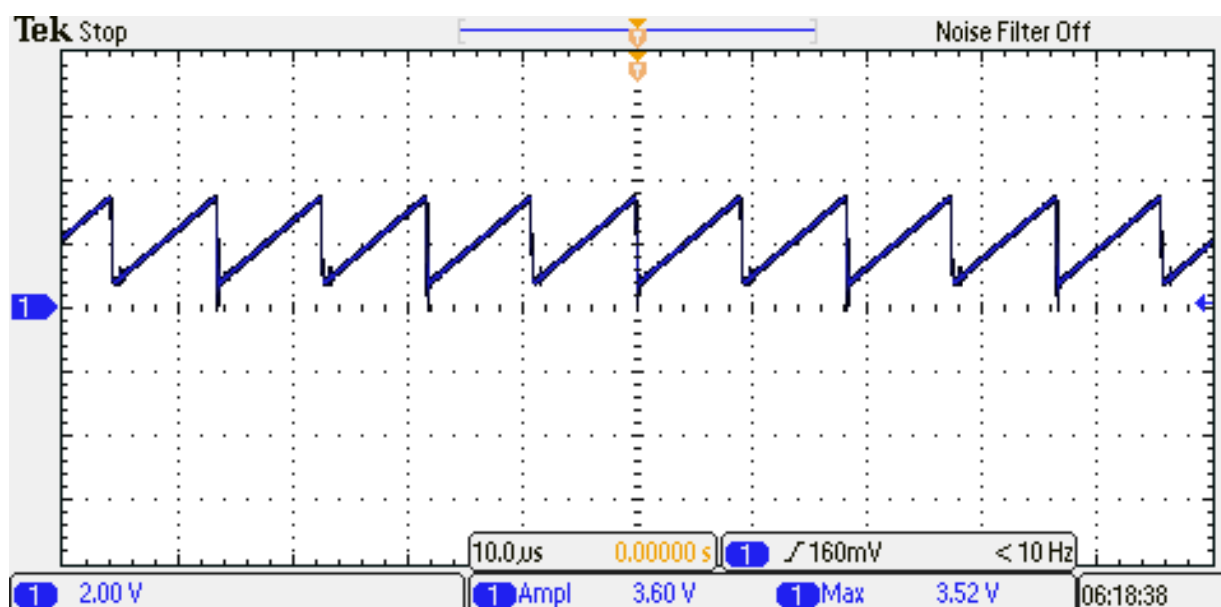
5.1 Poznámky k realizaci spínaného zdroje

Impulzní budicí transformátopek byl vytvořen ze dvou slepených stejných toroidních jader. Po navinutí primárního vinutí byla vytvořena izolační bariéra kvůli galvanickému oddělení řídicích a budicích obvodů namočením toroidu s primárním vinutím do izolačního laku. Po zaschnutí byla izolační vrstva zesílena druhým namočením. Stejně byl ošetřen povrch budicího transformátoru po navinutí sekundárního vinutí.

Pro chlazení výkonových tranzistorů, nulových diod a stabilizátorů napětí byly použity komerční chladiče. Ke spínacím tranzistorům byl připevněn chladič V7142B o rozměrech 40x23x16 mm. Pro primární nulové diody a stabilizátory napětí byl použit chladič V71102 s rozměry 19x13x12 mm. Diody sekundárního usměrňovače byly připevněny na hliníkovou destičku o přibližných rozměrech 10x10 cm.

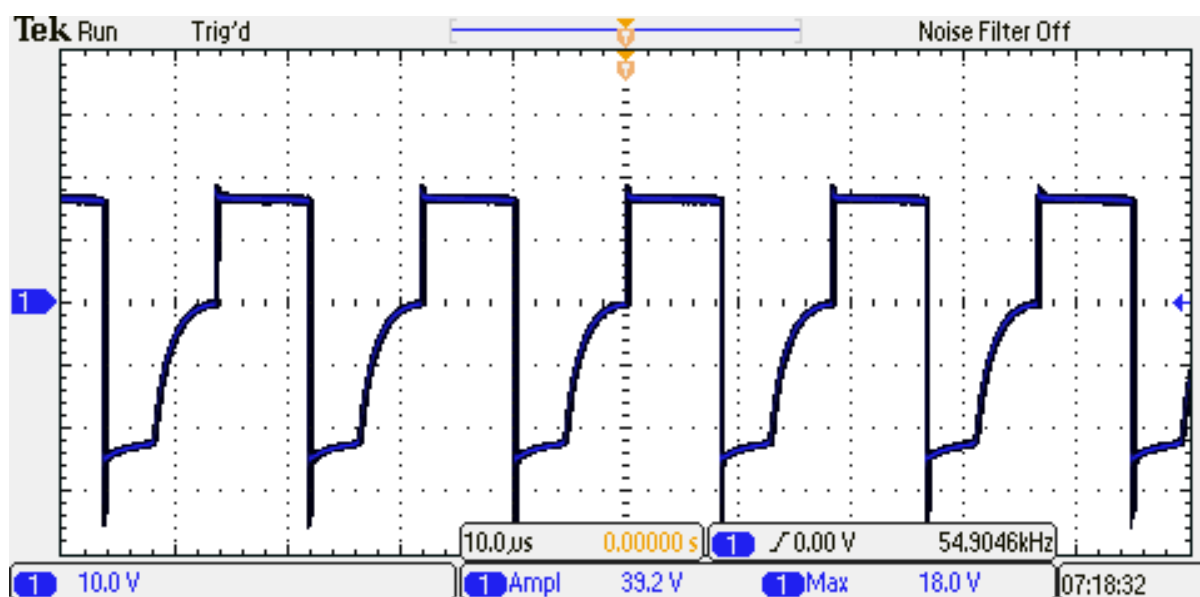
5.2 Záznamy z měření

Níže jsou uvedeny záznamy časových průběhů napětí při měření v různých částech hotového výrobku. Nejdříve byl zaznamenán průběh pilovitého zvlnění vnitřního oscilátoru PWM.



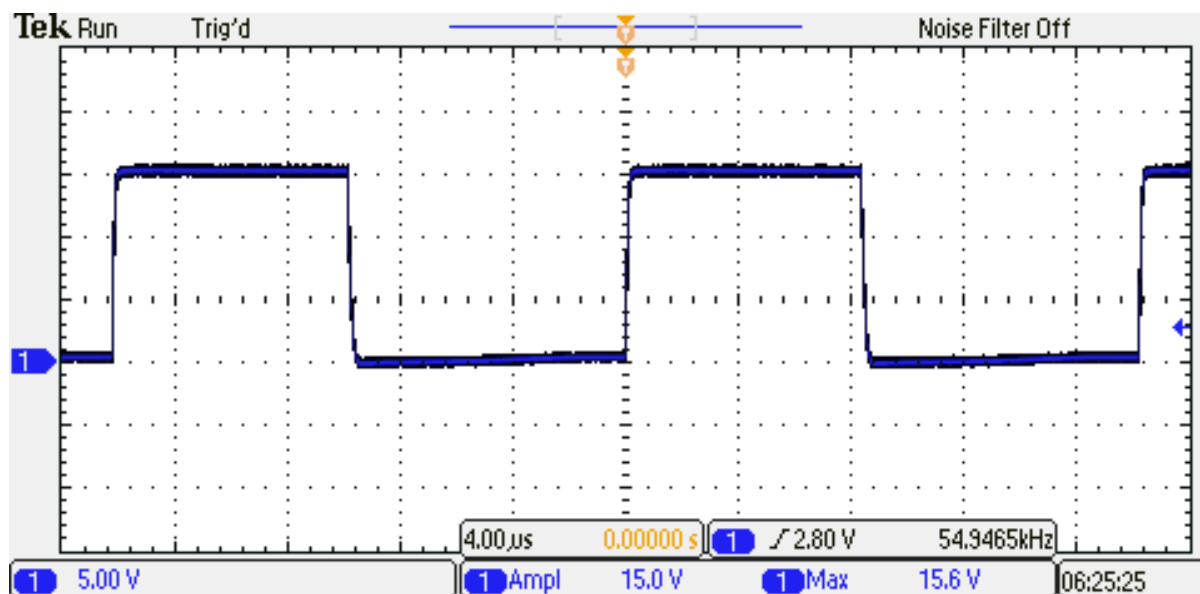
obr. 11: Pilovité zvlnění signálu vnitřního oscilátoru PWM

Další snímek znázorňuje časový průběh napětí na sekundární straně budicího transformátoru. Zde lze nádherně vidět, jak při sepnutém budicím tranzistoru (dle výkresu T3 nebo T5) se na sekundárním vinutí objeví plné budicí napětí 18 V a po vypnutí dojde k propadu na -22 V – napětí Zenerovy diody (s převodem transformátoru) – a dochází k demagnetizaci jádra. Vzhledem k tomu, že Zenerovo napětí demagnetizační diody je větší, než je napětí přikládávané na primár, je doba potřebná k demagnetizaci menší než doba sepnutí tranzistoru, jak můžeme vidět i na obrázku níže. Pořízeno bez napájení silové části.

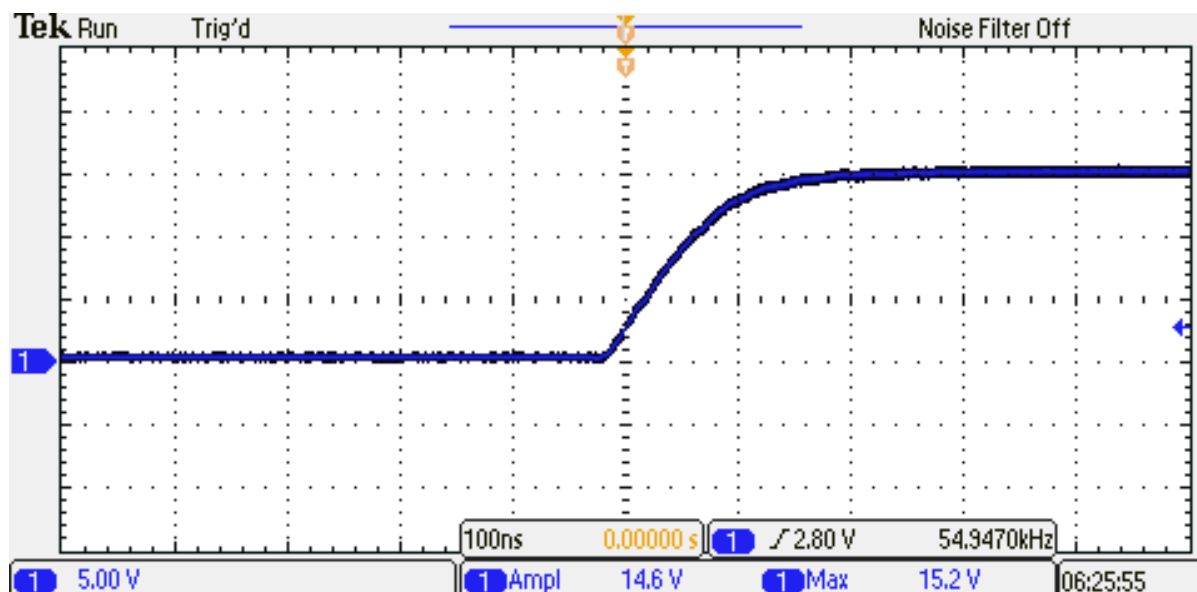


obr. 12: Napětí na sekundární straně budicího transformátoru

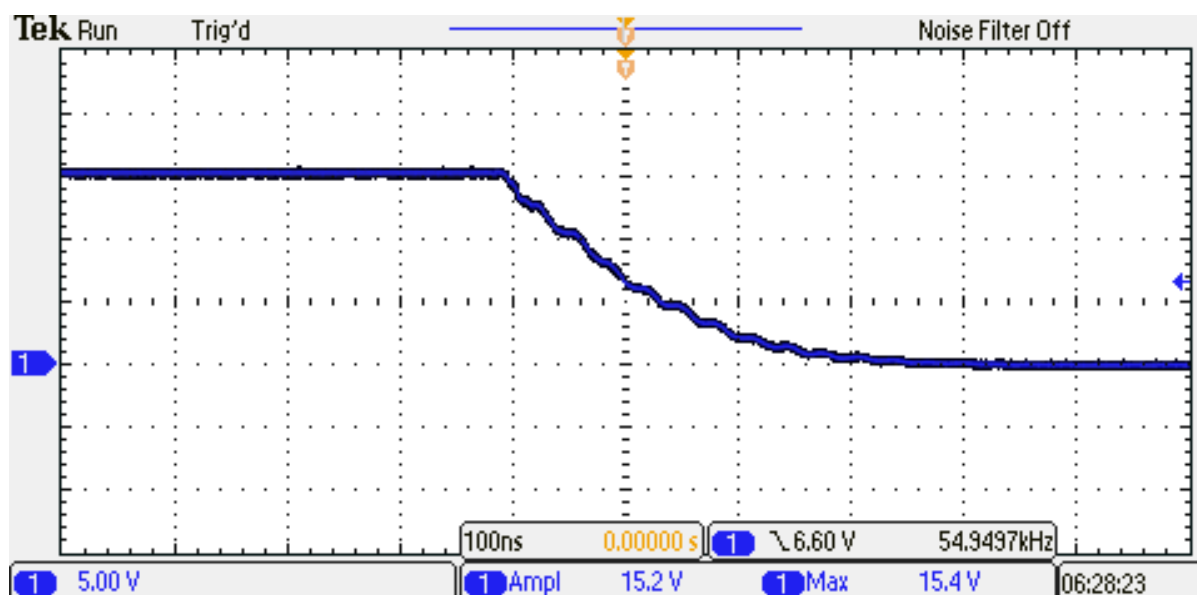
Ve stavu měniče naprázdno, tj. nulový proud zátěže a nulové napájecí napětí, byl zaznamenán i průběh budicího signálu pro dolní výkonový tranzistor T20. Jedná se signál přivedený na mřížku. Byly pořízeny i snímky náběžné a sestupné hrany tohoto signálu – obr. 14 a obr. 15.



obr. 13: Budicí signál dolního výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno

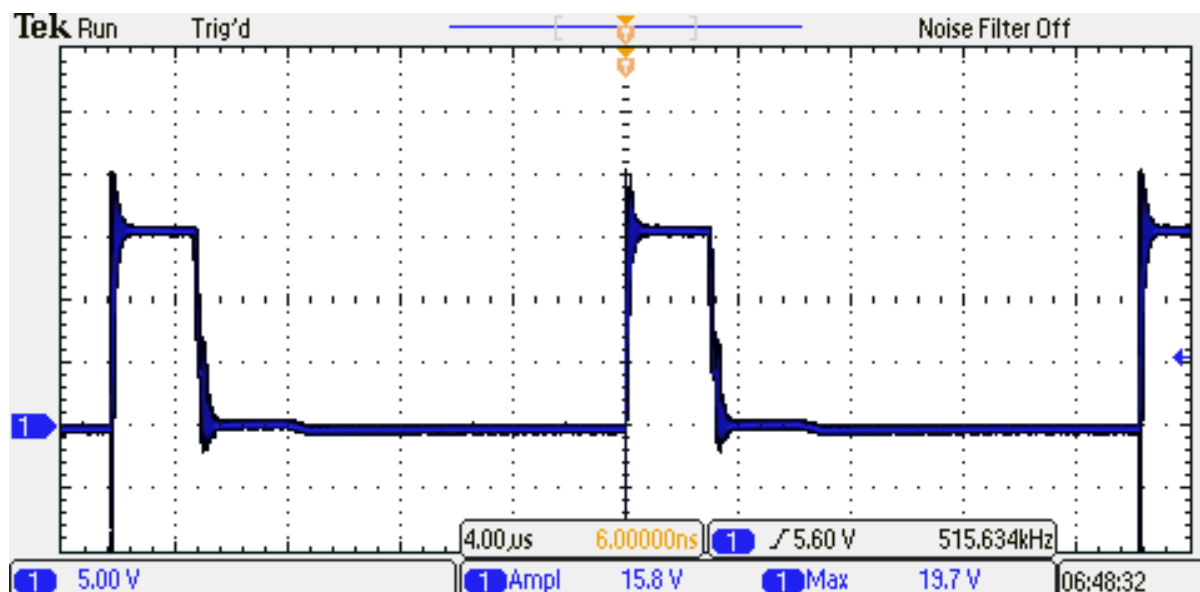


obr. 14: Detail náběžné hrany budicího signálu výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno

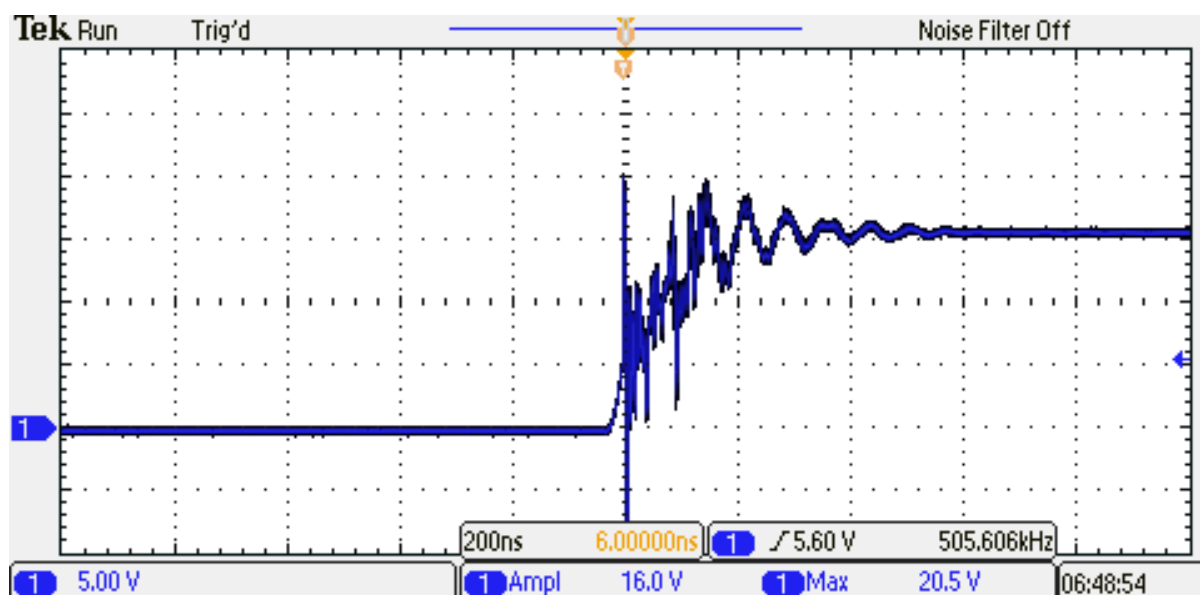


obr. 15: Detail sestupné hrany budicího signálu výkonového tranzistoru ve stavu naprázdno

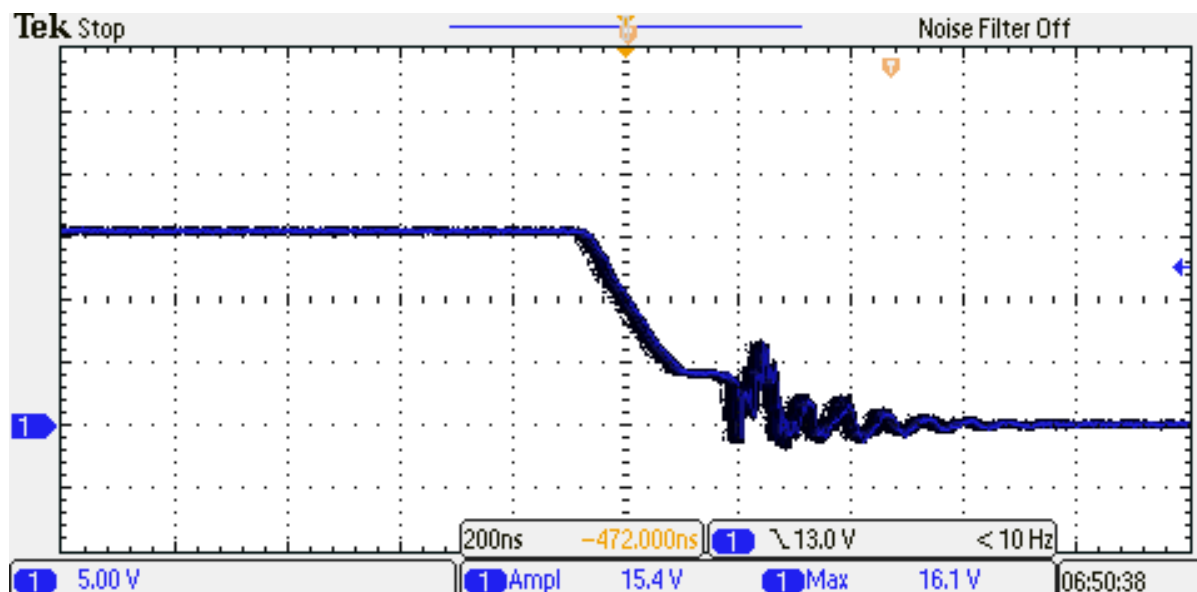
Další obrázky zachycují tvar budicího signálu po přivedení napájecího napětí na vstup měniče a připojení odporové zátěže na jeho výstup. Pro toto i všechna další měření se zatížením byla pomocí autotransformátoru ve stejnosměrném meziobvodu nastavena hodnota napětí 300 V. Proud zátěží činil 4 A. Při porovnání průběhů budicího signálu při zatížení a naprázdno, jsou patrné výrazné překmity, především pak na snímcích sestupné a náběžné hrany v detailu – viz obr. 17 a obr. 18.



obr. 16: Budicí signál dolního výkonového tranzistoru při zatížení

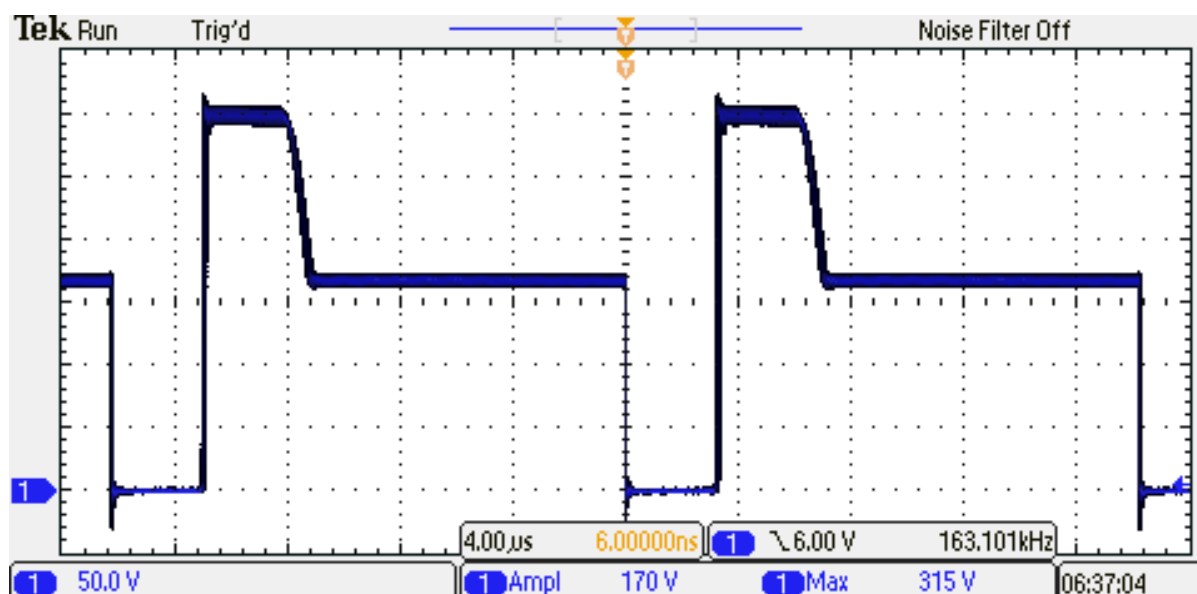


obr. 17: Detail náběžné hrany budicího signálu výkonového tranzistoru při zatížení

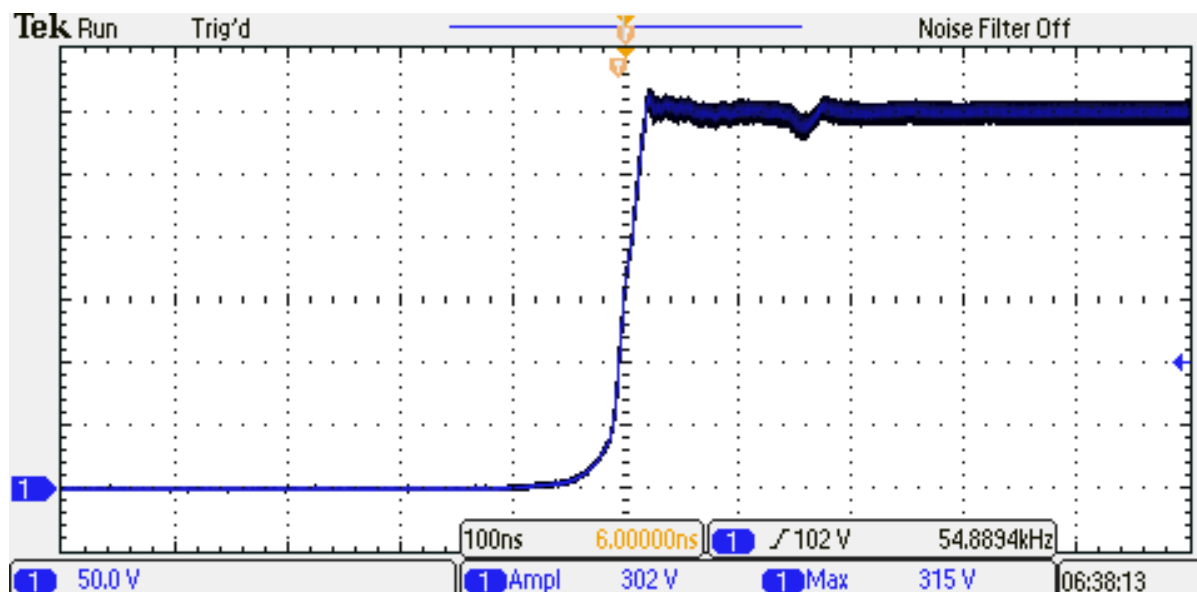


obr. 18: Detail sestupné hrany budicího signálu výkonového tranzistoru při zatížení

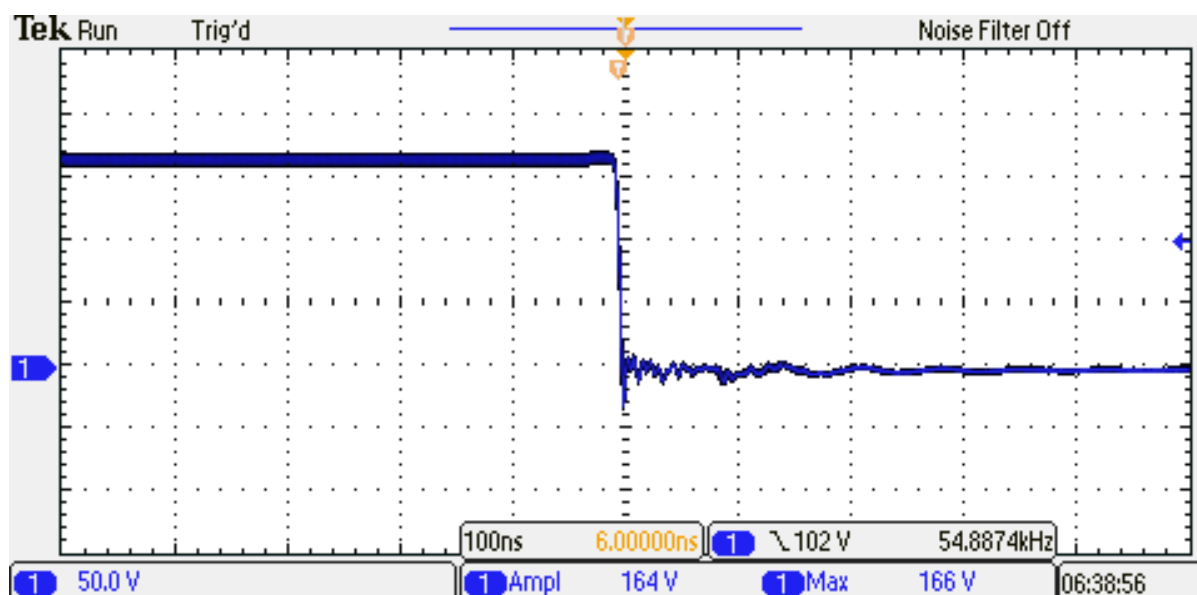
Na obr. 19 je snímek časového průběhu napětí mezi kolektorem D a emitorem S U_{DS} ; opět při zatížení 300V v meziobvodu a proud odporovou zátěží 4A. Zde je dobře vidět, že doba demagnetizace skutečně trvá stejnou dobu, jako je doba sepnutí tranzistoru. Na obrázcích obr. 20 a obr. 21 je pak zachycen detail náběžných a sestupných hran.



obr. 19: Průběh napětí U_{DS} na dolním výkonovém tranzistoru při zatížení

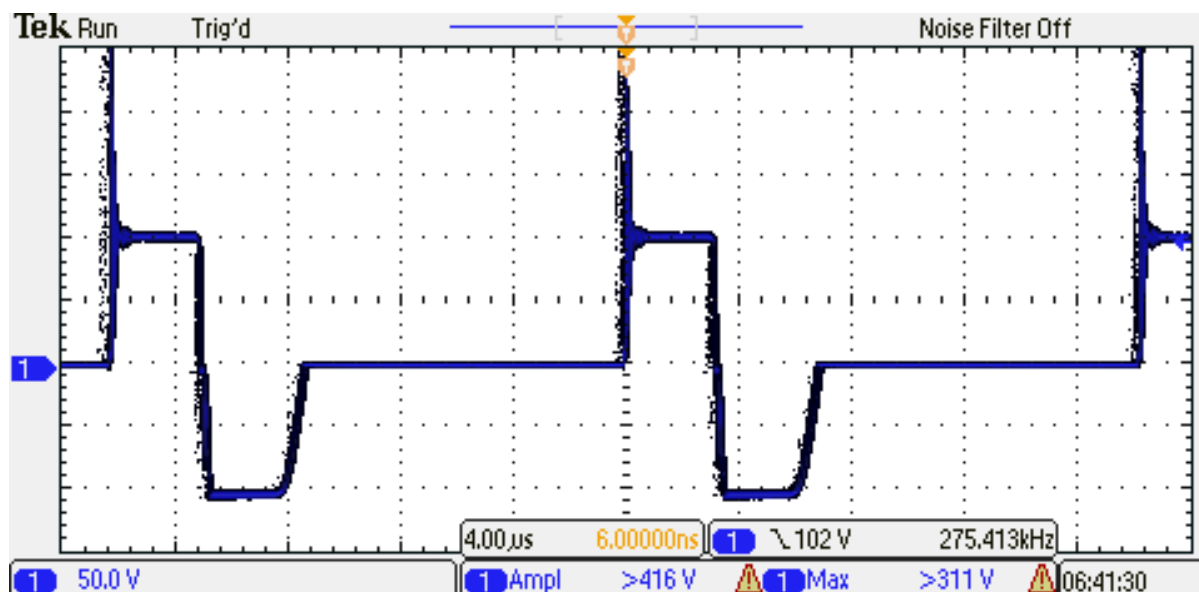


obr. 20: Detail náběžné hrany napětí U_{DS} na dolním výkonovém tranzistoru při zatížení

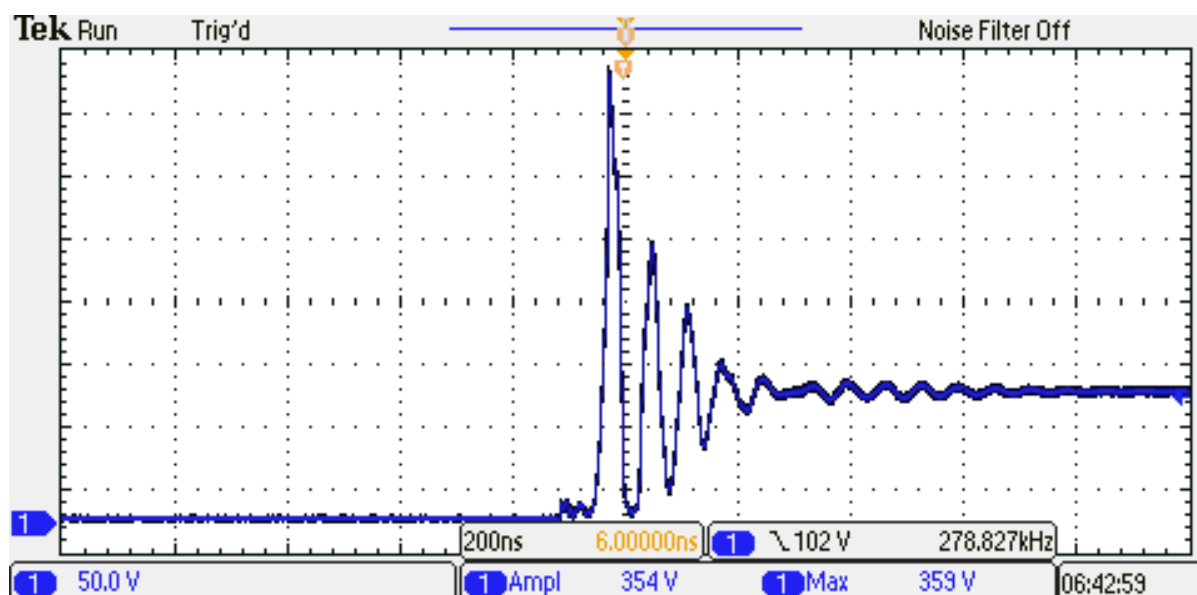


obr. 21: Detail sestupné hrany napětí U_{DS} na dolním výkonovém tranzistoru při zatížení

Nyní uvedeme veličiny měřené na koncovém členu měniče. První je průběh napětí na sekundární straně výkonového impulzního transformátoru. Důležitý je především překmit na náběžné hraně (jejíž detail je zaznamenán na obr. 23).

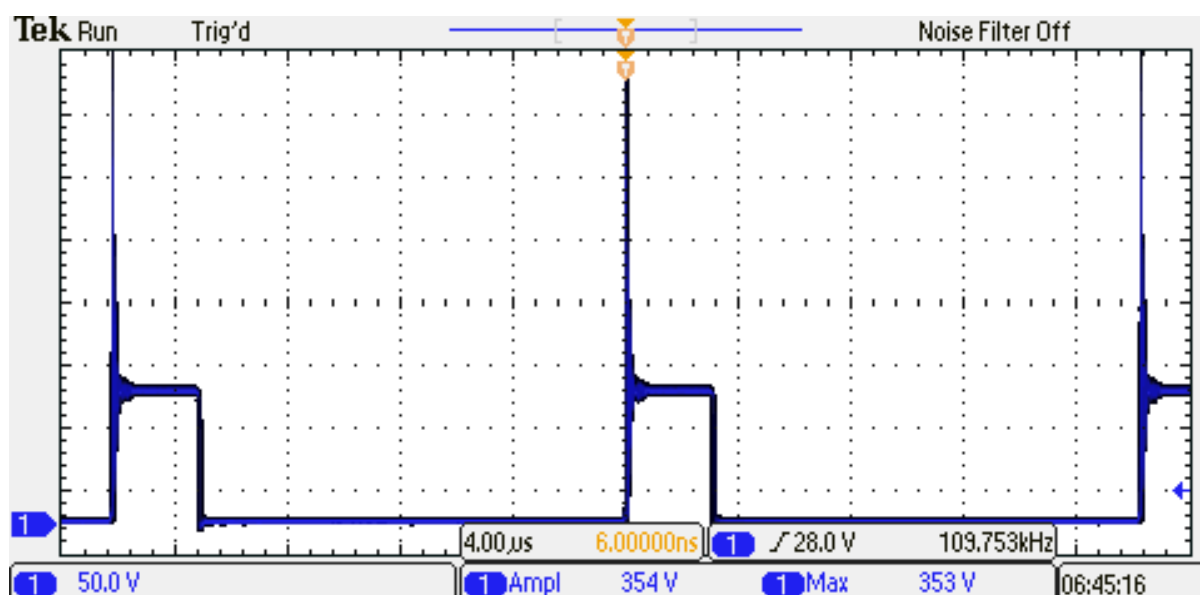


obr. 22: Průběh sekundárního napětí výkonového impulzního transformátoru

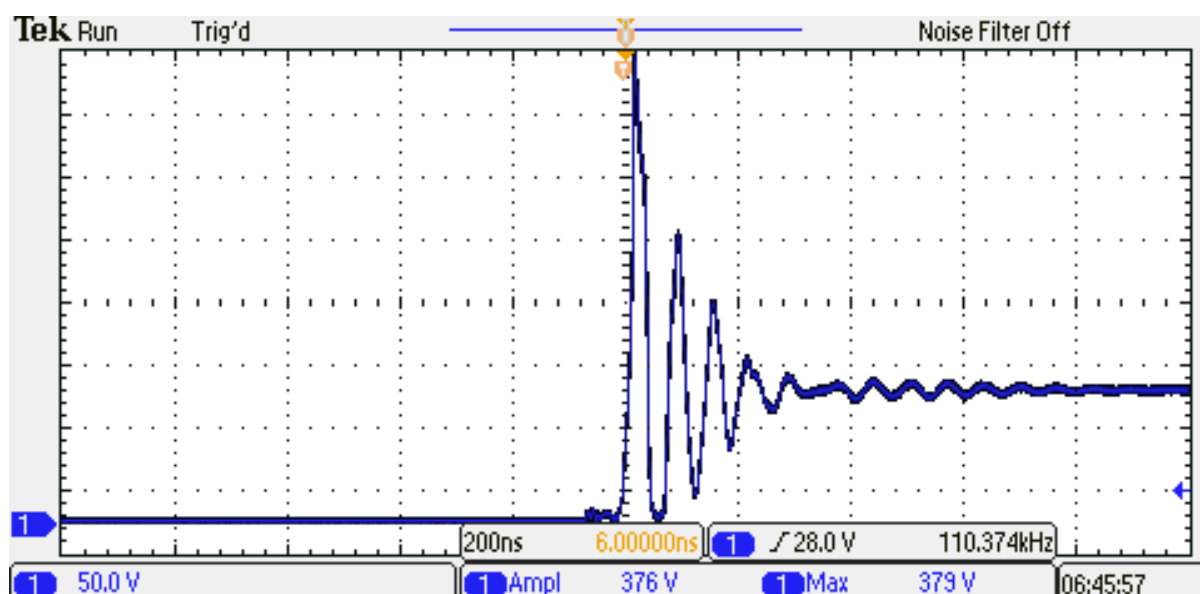


obr. 23: Detail náběžné hrany sekundárního napětí výkonového impulzního transformátoru

Tyto překmity jsou nebezpečné, vzhledem k jejich velikosti, především pro sekundární nulovou diodu. Průběh napětí na této diodě je zachycen na obr. 24, kde lze odečíst hodnotu napětí ve špičce něco přes 350 V, zatímco maximální hodnota napětí na diodě by měla být něco kolem 70 V. Tento fakt je důležitý především z hlediska napětového dimenzování nulové diody, která musí splňovat podmínku velikosti závěrného napětí alespoň 600V. Na obr. 25 je zachycen detail překmitu.

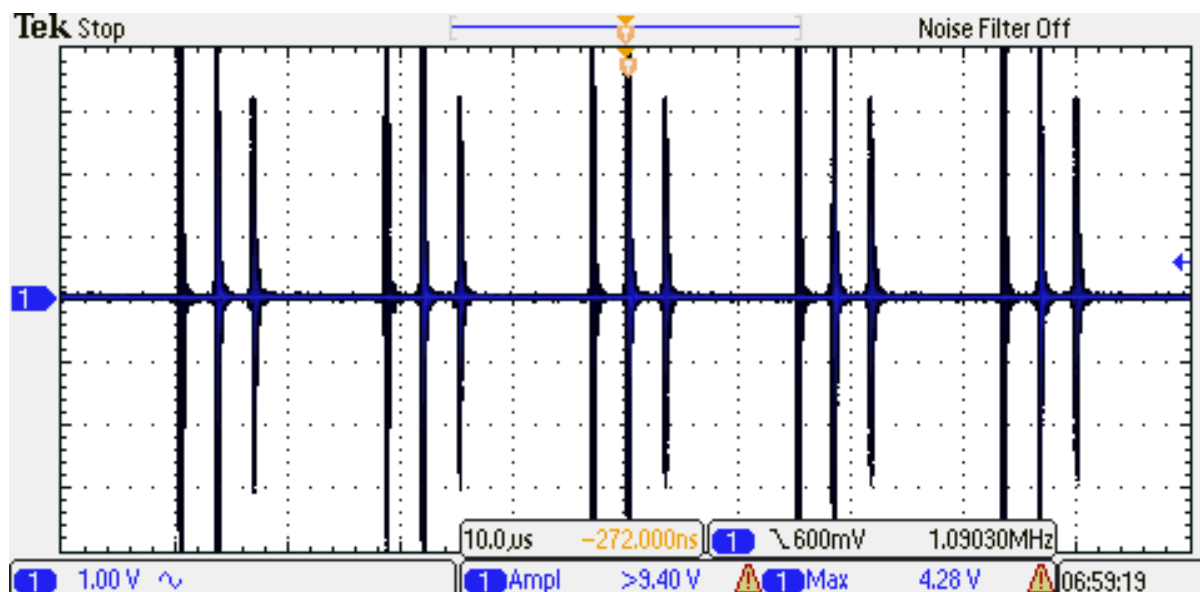


obr. 24: Průběh napětí na sekundární nulové diodě

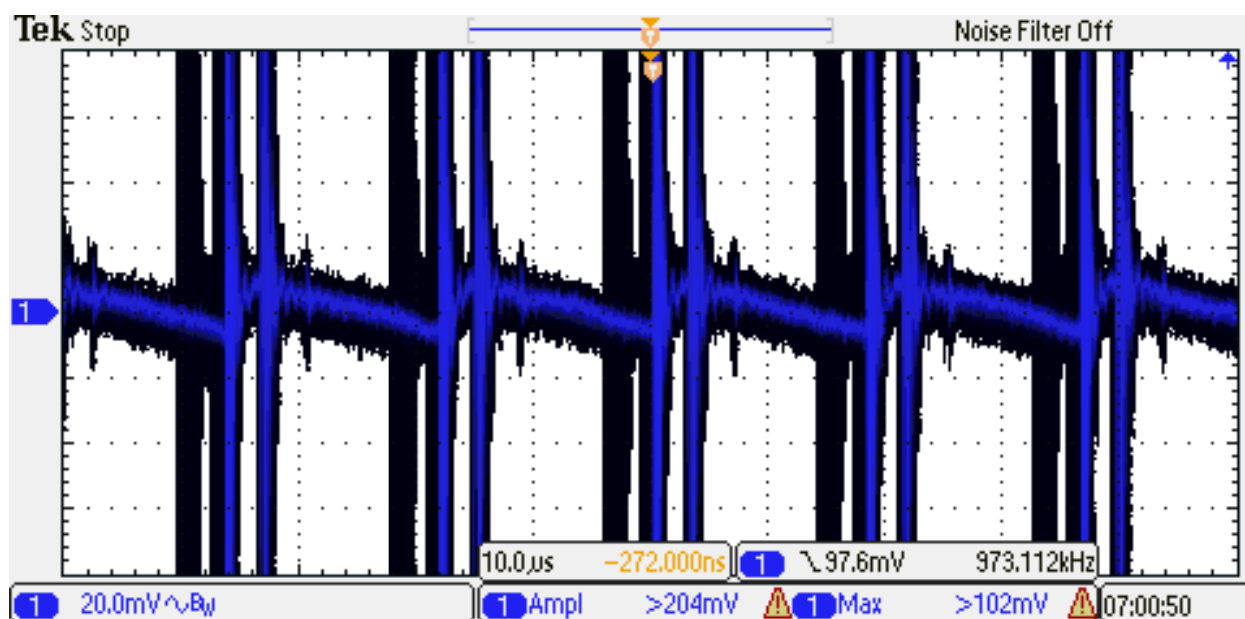


obr. 25: Detail překmitu napětí na náběžné hraně napětí u sekundární nulové diody

Následující obrázek zachycuje průběh napětí na výstupu celého měniče. Osciloskop v režimu AC vazby. Lze vidět, že výstupní napětí je velmi hladké. Vysoké špičky v záznamu jsou pravděpodobně pouze rušení způsobené indukcí do smyčky osciloskopu. Na obr. 27 je pak zobrazeno stejné výstupní napětí ve větším rozlišení. Tam již lze rozeznat zvlnění.

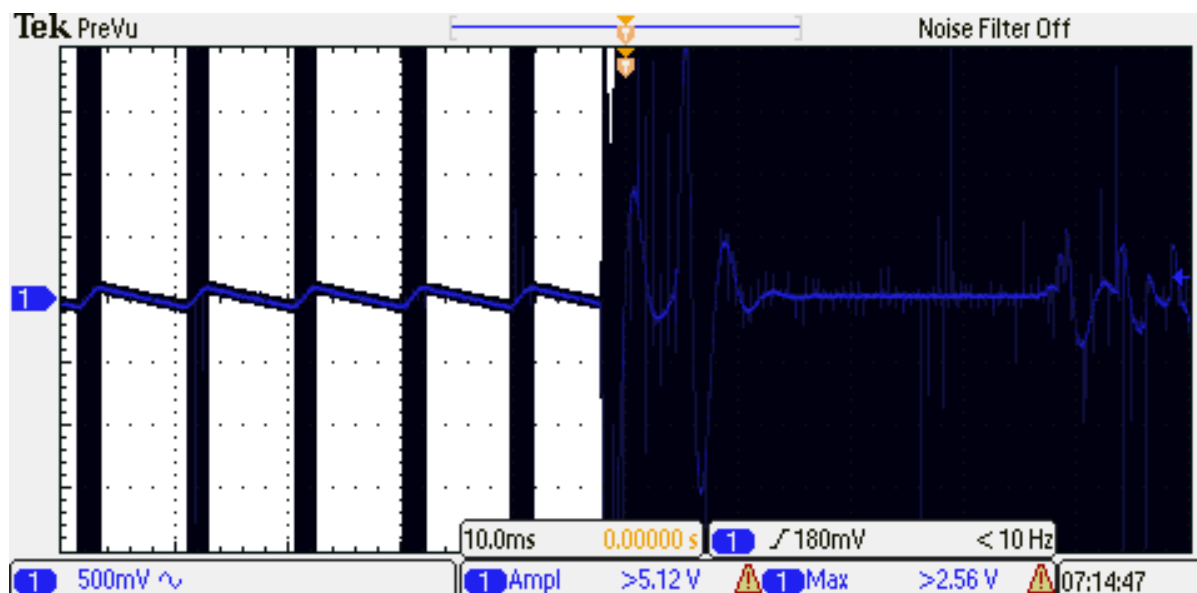


obr. 26: Výstupní DC napětí měniče



obr. 27: Výstupní napětí měniče v detailu

Jako poslední snímek je zde uvedena odezva výstupního napětí na skokovou změnu proudu. Jelikož bylo měření prováděno skokem ze stavu naprázdno do zatížení 2 A, není průběh příliš pěkný, ale je zde vidět funkčnost regulačních smyček, které způsobí ustálení výstupního napětí. V pravé části grafu lze vidět i překmit při rozpojování obvodu.



obr. 28: Odezva výstupního napětí na skokovou změnu zatěžovacího proudu

6 ZÁVĚR

Tato práce se zabývala návrhem a realizací základních funkčních bloků síťového spínaného zdroje, napájeného z jednofázové sítě 230 V, 50 Hz. Výpočty byly prováděny na základě těchto požadavků: výstupní napětí 0–36 V, maximální hodnota výstupního proudu 5 A, spínací frekvence 60 kHz.

Pro výstupní LC-filtr byla navržena následující tlumivka a kondenzátor. Pro tlumivku bylo zvoleno feritové jádro ETD49-3C90, potřebná indukčnost pro zajištění zvoleného zvlnění proudu je 1,5 mH. Vzduchová mezera má délku 1,7 mm a počet závitů vinutí je 98 závitů měděným vodičem o průřezu 2,5 mm². Pro filtraci napětí o zvoleném zvlnění byla deska osazena paralelní kombinací tří elektrolytických kondenzátorů o jednotlivé kapacitě 100 µF.

Výkonový impulzní transformátor je realizován na jádře ETD49-3C90, počet závitů primárního vinutí je 38 závitů vysokofrekvenčním lankem složeným ze 30 vodičů o dílčím průměru 0,2 mm; sekundární vinutí je tvořeno 13 závitů vysokofrekvenčním lankem skládajícím se ze 180 dílčích vodičů o jednotlivém průřezu 0,1 mm. Maximální hodnota magnetizačního proudu transformátoru je 0,5 A.

Jako výkonové MOS-FET tranzistory byly vybrány tranzistory FCP400N60 se závěrným napětím 600 V a maximálním proudem 10 A. Jako nulové diody měniče, sekundární usměrňovací dioda a nulová dioda sekundárního usměrňovače byl zvolen typ diody MUR1560G se závěrným napětím 600 V a maximálním proudem 8 A. Pro každý polovodičový prvek byl spočítán tepelný odpor chladiče. Pro každý spínací tranzistor je navržen samostatný budič principiálně řešený jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Galvanické oddělení je tvořeno impulsním transformátorem na toroidním jádře o vnějším průměru 12,7 mm, primární vinutí má 17 závitů, sekundární 19 závitů. Zenerova dioda je typu BZX020 se Zenerovým napětím 20 V a výkonem 2 W; jako spínacího tranzistoru je použit MOSFET typ BS170. Pro odstranění překmitů budičího signálu byly přidány tlumicí odpory o velikosti 3,9 kΩ paralelně k primárnímu i sekundárnímu vinutí oddělovacího transformátoru.

Stejnoseměrný napáječ měniče dodávající energii do meziobvodu je tvořen Graetzovým můstkem KBU8M (závěrné napětí 1000 V) a sběracím elektrolytickým kondenzátorem o kapacitě 220 µF.

Napájení řídicích obvodů je řešeno pomocí malého síťového transformátoru s usměrňovacím můstkem, za něj jsou zařazeny stabilizátory napětí LV7815 a LV7915 vytvářející potřebné napětí ±15 V. Jako řídicí struktura je použita kaskádní regulace s podřízenou proudovou smyčkou. Umožňuje přepínání mezi režimy konstantního výstupního proudu a konstantního výstupního napětí s možností proudového omezení. Jádro obou smyček tvoří PI-regulátory, jejichž nastavení proběhlo až v rámci oživování spínaného zdroje. Pro pulzní šířkovou modulaci byl použit integrovaný obvod SG3525. Při oživování se objevil problém poklesu frekvence PWM s teplotou; skutečný spínací kmitočet výkonových tranzistorů poklesl z 60 kHz na hodnotu 55 kHz. Tento pokles způsobuje mírné přesycování jádra výkonového transformátoru, nicméně při testování zdroje se žádná závada neprojevila.

Po uvedení zdroje do provozu byly změřeny a zaznamenány důležité průběhy napětí (viz kapitola 5). Pro účely získání osciloskopických snímků byl zdroj v režimu konstantního napětí, do odporové zátěže dodával proud 4 A, 16 V a ve stejnosměrném meziobvodu bylo napětí 300 V.

Při zkoušení odezvy na skokovou změnu proudu zátěže ze stavu naprázdno na dodávaný proud 2 A se ukázalo, že řídicí obvody jsou schopny tuto změnu vyrovnat a ustanovit žádané napětí. Nicméně při pokusu uvést zdroj do provozu na nejvyšší možný výkon (do zátěže dodáváno 5 A a výstupní proud 36 V) se ukázala mírná nestabilita podřízené proudové smyčky, způsobená pravděpodobně rušením pronikajícím do řídicích obvodů ze silové části měniče. Tuto chybu se však nepodařilo odstranit.

Rozložení součástek na desce plošných spojů odpovídá požadavkům zadání, tj. aby přípravek sloužil jako laboratorní pomůcka. Velikost desky je přibližně 30x15 cm. Napájení silových obvodů je řešeno odděleně od napájení řídicích obvodů pro možnost připojení přes další prvky v laboratořích.

Celkové schéma obvodů, návrh desky plošných spojů a soupiska použitých součástek je součástí přílohy této práce na CD. Pro tvorbu schémat a návrh desky byl použit program EAGLE.

LITERATURA

- [1] FOLPRECHT, M. *Síťový spínaný zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 57 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [2] MIKULČÁK, Jiří. *Matematické, fyzikální a chemické tabulky pro střední školy*. 4. vyd. Praha: Prometheus, 2007, 206 s. ISBN 978-807-1963-455.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, SV.I. Tepelné jevy a činný výkon*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT.
- [5] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, SV.II. měniče bez vf. Impulsního transformátoru*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT.
- [6] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, SV.III. Výkonové polovodičové součástky*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT.
- [7] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, SV.IV. Magnetické obvody ve výkonové elektrotechnice, pulzní měniče s transformátorem*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT.
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika: I. Část – usměrňovače, střídavé měniče napětí*. V Brně: FEKT VUT. 2010.
- [9] STMICROELECTRONICS. SG2525A SG3525A: Regulating pulse width modulators. June 2000.
- [10] VOREL, P., PATOČKA, M. Budiče výkonových tranzistorů MOSFET a IGBT. *Elektrorevue*. 2004, vol. 30. [cit. 20.5. 2016] Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/04030/index.html>
- [11] VRANÁK, D. *Výkonový měnič pro svařování stejnosměrným obloukem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 45 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

PŘÍLOHY

PŘÍLOHA A – Schéma řídicích obvodů

